



Rúben Filipe da Silva Estudo de Rádios Epistémicos
Ferreira



**Rúben Filipe da Silva
Ferreira**

Estudo de Rádios Epistémicos

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Nuno Borges de Carvalho, Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro sob a co-orientação científica do Dr. João Nuno Matos.

Dedico este trabalho aos meus Pais por terem sempre acreditado em mim

O júri

Presidente

Prof. Dr. José Carlos Esteves Duarte Pedro

Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Arguente

Prof. Dr. Pedro Renato Tavares Pinho

Professor adjunto do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações e de Computadores do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Orientador

Prof. Dr. Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho

Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Co-Orientador

Prof. Dr. João Nuno Pimentel da Silva Matos

Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Agradecimentos

As primeiras palavras de agradecimento são dirigidas aos meus pais e restantes familiares, pelo apoio e confiança demonstrados em todos os momentos desta “caminhada”.

À minha namorada pela enorme compreensão, carinho e por estar sempre presente em todos os momentos.

Uma palavra de agradecimento aos meus colegas de laboratório, Gonçalo Martins, Pedro Sá, e Pedro Cruz, pelo companheirismo, pela ajuda incondicional, pelos bons momentos proporcionados e pelas discussões relacionadas com a Dissertação.

A todos os que ao longo da minha vida me têm apoiado, ajudado e transmitido força para superar os obstáculos quando a vida não nos sorri.

Por último, e não menos importante, ao meu orientador, o Professor Nuno Borges de Carvalho por me ter dado esta oportunidade, pelos ensinamentos transmitidos, pelo apoio incondicional e pelas sugestões dadas que permitiram levar a bom porto esta Dissertação.

Palavras-chave

Conversores de dados, DAC, Software Defined Radio, SDR, PAPR, modulação, QAM, clipping.

Resumo

Esta dissertação insere-se na área de Electrónica e Telecomunicações, e destina-se a estudar rádios que se adaptam às condições de transmissão adaptativamente. Os rádios estão a evoluir rapidamente para sistemas cada vez mais complexos e adaptativos, o que implica que o projecto da parte física destes rádios seja cada vez mais complexa e mais exigente em termos de qualidade de serviço. Além disso, com a crescente evolução dos sistemas de comunicações multi-portadora, os sinais com elevados factores de pico tendem a ter um impacto cada vez maior em amplificadores e conversores de dados. Assim torna-se fundamental estudar essas características bem como procurar soluções para minimizar o seu impacto nos sistemas de rádio controlados por software.

Nesta dissertação pretende-se estudar os principais componentes físicos deste tipo de rádio, nomeadamente a DAC, bem como algumas técnicas de redução dos factores de pico.

Keywords

Data converters, DAC, Software Defined Radio, SDR, Peak-to-Average Power Ratio, modulation, QAM, clipping.

Abstract

This thesis is inserted in the area of Electronic and Telecommunications, and its main objective is the study of software defined radios. The radios are in a constant and quickly evolution, becoming systems very complexes, which means that the project of the physical part of these radios is even more complex and more demanding time in terms of quality of service.

Moreover, with the increasing evolution of the multicarrier systems, the signals with high values of crest factors have an increasing impact in amplifiers and data converters. So, it becomes essential study these characteristics as well as looking solutions to minimize its impact in software defined radio systems.

In this thesis it's intended to study the main physical components of this type of radio, mainly the DAC, as well as some techniques of reduction of the crest factor.

Índice Geral

Índice Geral.....	i
Índice de Figuras	iii
Lista de Acrónimos	v
Capítulo 1 - Introdução.....	1
1.1 Motivação.....	1
1.2 Objectivos.....	3
1.3 Estrutura da Dissertação	3
Capítulo 2 – Software Defined Radio	5
2.1 O que é um SDR.....	5
2.2 História do SDR	6
2.3 Arquitectura básica de um SDR	8
Capítulo 3 – Conversores de dados em SDR.....	11
3.1 Os conversores de dados em SDR.....	11
3.2 A importância dos conversores de dados em SDR	13
3.3 Arquitecturas mais comuns de uma DAC.....	14
3.3.1 Estruturas paralelas.....	15
3.3.1.1 String DAC.....	15
3.3.1.2 DAC de agregados binários.....	17
3.3.1.3 DAC R-2R.....	19
3.3.2 Estruturas segmentadas.....	21
3.3.2.1 Segmented DAC	21
3.3.3 Estruturas sigma – delta.....	22
3.3.3.1 DAC sigma-delta	22
3.4 Impacto do desempenho dos conversores em SDR	23
3.4.1 Desempenho estático	24
3.4.1.1 DNL.....	24
3.4.1.2 INL	25
3.4.2 Desempenho no domínio da frequência	26
3.4.2.1 SFDR.....	26
3.4.2.2 SNDR	27
3.4.2.3 THD.....	27
3.4.3 Desempenho no domínio do tempo	28
3.4.3.1 <i>Glitches</i>	28
Capítulo 4 – Quadrature Amplitude Modulation.....	29
4.1 – Modulação QAM.....	29
4.2 Diagrama de Constelação	31
4.3 Modulador QAM	33
4.4 Desmodulador QAM	33
4.5 Medidas do desempenho	34
4.5.1 Bit Error Rate - BER	35
4.5.2 Symbol Error Rate - SER	35
4.6 Factores de mérito	35
4.6.1 ACPR.....	35
4.6.2 EVM	37
4.6.3 SNR	39
4.6.4 NPR (Noise Power Ratio).....	39
4.6.5 C/I.....	40
Capítulo 5 – Técnicas de redução do PAPR.....	41
5.1 PAPR.....	42

5.2 Hard clipping	43
5.3 Soft clipping	45
Capítulo 6 – Simulações & Resultados Práticos	47
6.1 Hard clipping	50
6.1.1 PAPR	50
6.1.2 EVM	51
6.1.3 Espectros	52
6.1.4 ACPR	53
6.1.5 Constelações	54
6.2 Soft clipping	58
6.2.1 PAPR	60
6.2.2 EVM	62
6.2.3 Espectros	63
6.2.4 ACPR	64
6.2.5 Constelações	65
Capítulo 7 - Conclusões	69
Capítulo 8 – Trabalho Futuro	73
Referências	75

Índice de Figuras

Figura 1- Linha temporal do SDR.....	7
Figura 2- Arquitectura básica de um SDR actual.....	9
Figura 3 Conversão dos sinais através de conversores de dados, ADC e DAC [7].....	13
Figura 4- String DAC de 3 bits [7].....	15
Figura 5- String DAC de divisão de corrente de 3 bits [7].....	16
Figura 6- DAC de B bits usando resistências com pesos binários.....	18
Figura 7-DAC R-2R [7].....	20
Figura 8- Representação segmentada de um sinal analógico.....	21
Figura 9- Conversor de dados segmentado generalizado	21
Figura 10- DAC segmentada de 7 bits [7].....	22
Figura 11- Σ - Δ DAC	23
Figura 12 – Ilustração do DNL [7].....	24
Figura 13 – Ilustração do INL	25
Figura 14 – Ilustração da SFDR [7].....	26
Figura 15- Princípio da modulação QAM	30
Figura 16- Exemplos de constelações QAM	32
Figura 17- Modulador QAM	33
Figura 18- Desmodulador básico QAM	34
Figura 19- Ilustração do ACPR	36
Figura 20- Representação do EVM	38
Figura 21 – Ilustração do NPR	40
Figura 22- Ilustração do hard-clipping.	43
Figura 23 - Constelação do sinal clipado.....	44
Figura 24 – Ilustração do Soft-Clipping	45
Figura 25 – Modulador QAM.....	47
Figura 26 – Desmodulador QAM.....	48
Figura 27 – Constelação do sinal original	48
Figura 28 – Montagem usada na prática.....	49
Figura 29 – PAPR em função do nível de clipping	50
Figura 30 - EVM	51
Figura 31 – Espectro com 50% de clipping.....	52
Figura 32 – Espectro ampliado com 50% de clipping.....	52
Figura 33 - ACPR.....	53
Figura 34 – Constelação simulada.....	54
Figura 35 – Constelação obtida na prática.....	55
Figura 36 – Constelação simulada.....	56
Figura 37 – Constelação obtida na prática.....	56
Figura 38 – Constelação simulada.....	57

Figura 39 – Constelação obtida na prática.....	58
Figura 40 – Ilustração do “soft clipping”	59
Figura 41 – Resposta do LNA	59
Figura 42 – Montagem usada na prática para o “soft-clipping”	60
Figura 43 – PAPR simulado	60
Figura 44 – PAPR medido.....	61
Figura 45 – EVM simulada	62
Figura 46 – EVM obtida na prática	62
Figura 47 – Espectro com 50% de clipping.....	63
Figura 48 – Espectro ampliado com 50% de clipping	63
Figura 49 – ACPR simulado.....	64
Figura 50 – ACPR medido	64
Figura 51 – Constelação simulada.....	65
Figura 52 – Constelação obtida na prática.....	66
Figura 53 – Constelação simulada.....	67
Figura 54 – Constelação obtida na prática.....	67

Lista de Acrónimos

3G	Third Generation	Terceira Geração
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio	Razão entre a potência de saída e a potência de distorção adjacente
ADC	Analog-to-Digital Converter	Conversor Analógico-Digital
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	
AFRL	Air Force Rome Labs	Laboratórios da Força Aérea de Roma
ASK	Amplitude Shift Keying	
BER	Bit Error Rate	Taxa de erro de bit
C/I	Carrier to Interference Ratio	Relação entre a energia de uma portadora e a energia da interferência no canal
CDMA	Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Atribuição de Código
CF	Crest Factor	Factor de Pico
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor	
CORBA	Common Object Request Broker Architecture	
DAB	Digital Audio Broadcasting	Emissão de Áudio Digital
DAC	Digital-to-Analog Converter	Conversor Digital-Analógico
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency	Agência de Pesquisas Avançada de Projectos
DMR	Digital Modular Radio	Rádio Digital Modular
DNL	Differential Non-Linearity	Não-Linearidade Diferencial
DSP	Digital Signal Processor	Processador Digital de Sinal
DVB-T	Digital Video Broadcasting -Terrestrial	Emissão de Vídeo Digital Terrestre
US	United States	Estados Unidos
EVM	Error Vector Magnitude	Vector de Erro de Magnitude
FPGA	Field-Programmable Gate Array	
GPP	General Purpose Processor	Processador de Uso Geral
GSM	Global System for Mobile communications	
GSPS	General Packet Radio Service	
HPSDR	High Performance Software Defined Radio	
ICNIA	Integrated Communication Navigation Identification Avionics	
IF	Intermediate Frequency	Frequência Imagem
INL	Integral Non-Linearity	Não-Linearidade Integral
JTRS	Joint Tactical Radio System	
LNA	Low-Noise Amplifier	Amplificador de Baixo Ruído
LSB	Least Significant Bit	Bit Menos Significativo

MC-CDMA	Multi-Carrier - Code Division Multiple Access	Acesso Multi-Portadora Múltiplo por Atribuição de Código
MSB	Most Significant Bit	Bit Mais Significativo
NATO	North Atlantic Treaty Organization	Organização do Tratado do Atlântico Norte
NPR	Noise Power Ratio	Razão entre a potência do ruído e a distorção dentro do ruído
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	Relação entre a potência de pico e a potência média de um sinal
PAR	Peak-to-Average Power	
PDA	Personal Digital Assistant	Assistente Pessoal Digital
POSIX	Portable Operating System Interface	Interface Portátil entre Sistemas Operacionais
PSK	Phase-Shift Keying	
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	
RF	Radio Frequency	Rádio Frequência
RFID	Radio-Frequency IDentification	Identificação por Rádio Frequência
SCA	Software Communications Architecture	Arquitectura de Software de Comunicação
SDR	Software Defined Radio	Rádio Controlado por Software
SE-I	SPEAKeasy-I	
SE-II	SPEAKeasy-II	
SER	Symbol Error Rate	Taxa de Erro de Símbolo
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range	Gama Dinâmica Livre de Espúrias
SNDR	Signal to Noise and Distortion Ratio	Potência do sinal fundamental e a energia total do ruído e distorção
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Relação Sinal-Ruído
THD	Total Harmonic Distortion	Distorção Harmónica Total
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System	Sistema Universal de Telecomunicações Móveis

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Imagine se o seu telemóvel, PDA (*Personal Digital Assistant*), automóvel e televisão eram tão espertos ao ponto de saberem toda a nossa rotina diária tão bem como nós. Eles iriam ter coisas prontas assim que lhes fossem pedidas, quase que antecipando-se às nossas necessidades. Eles ajudar-nos-iam a encontrar coisas, pessoas, oportunidades, traduzir linguagens e completar tarefas em tempo útil. Para além disso, se um rádio fosse inteligente, ele poderia identificar os serviços disponíveis em redes locais sem fios acessíveis e escolher a rede que mais lhe conviesse, fazendo com que não tivesse de se preocupar sobre qual das redes seria a mais indicada para ver um vídeo ou fazer um download, por exemplo. Adicionalmente ele podia usar frequências e escolher formas de onda que minimizassem interferências com outros sistemas de comunicação rádio existentes. Era como se tivesse um “braço direito” em tudo o que era importante no seu dia-a-dia, como se fosse um executivo e tivesse centenas de assistentes para encontrar documentos, resumindo-os em relatórios [1].

A estes rádios que se adaptam às condições de transmissão adaptativamente dá-se o nome de rádios controlados por software, do inglês *software defined rádio* – SDR. SDR é uma arquitectura de rádio emergente que engloba uma vasta gama de técnicas a fim de realizar um receptor-emissor futuro verdadeiramente flexível e potencial. Este tipo de rádio é muito amplo, englobando o projecto de sistemas, rádio-frequência – RF (*Radio*

Frequency), projecto de hardware digital e analógico e engenharia de software [1] [2].

Mas para tudo isto, é necessário um sistema bastante eficiente de classificação de sinais, o que se transforma numa grande tarefa devido ao aparecimento constante de novas normas e protocolos. Um sistema SDR tem que ser bastante conhecedor do ambiente rádio que o rodeia. Aqui entra um grande desafio: o de projectar um receptor universal que reconheça e se adapte a diferentes tipos de sinais com diferentes propriedades [2].

No entanto, muitos dos tipos de modulação actuais, principalmente as baseadas em multi-portadora [OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), MC-CDMA (Multi-carrier CDMA)], sofrem de elevados PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), muitas vezes também denominado por factor de pico - CF (*Crest Factor*). Existem várias definições para o CF, mas de uma forma geral ele pode ser expresso por:

$$CF = \frac{|x|_{pico}}{|x|_{rms}} \quad (1.1)$$

onde x é o sinal à banda base [3][4][5].

Em sistemas de comunicações multi-portadora o valor do PAPR tende a ser maior pelo que este problema exige um maior cuidado no projecto de amplificadores de potência lineares e um aumento da gama dinâmica dos conversores de dados. Este fenómeno teve também repercussões a nível industrial, levando algumas companhias a referir o problema do PAPR e como quantificá-lo. O aumento do PAPR em comunicações sem fios tornou-se tão complexo que todos os métodos para a sua minimização se tornaram um objectivo para os engenheiros de sistemas sem fios. Existem várias técnicas que visam a diminuição do PAPR, técnicas essas que irão ser abordadas mais à frente [4][5].

Assim, o objectivo principal desta dissertação, para além de explorar um pouco o universo do SDR, é também estudar algumas técnicas de diminuição do PAPR em sinais QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) e compará-las, a fim de concluir em qual delas se obtêm melhores resultados. Para além disso, esta dissertação aborda um componente importante do sistema de transmissão de um SDR – o conversor digital-analógico, DAC (*Digital to Analog Converter*).

Esta dissertação contribuiu para uma apresentação feita no IEEE MTT-S Workshop WMB - "Enabling Technologies for Wireless Transceivers Beyond-3G", mais precisamente no trabalho: *The Impact of Signal Peak to Average Power Ratio on new Wireless Transmission Chains*.

1.2 Objectivos

Os rádios estão a evoluir rapidamente para sistemas cada vez mais complexos e adaptativos, o que implica que o projecto da parte física destes rádios seja cada vez mais complexa e exigente em termos de qualidade de serviço.

Neste sentido, os objectivos principais desta dissertação passam pelo estudo de rádios controlados por software, dando ênfase à cadeia de transmissão e aos conversores digital-analógicos e pelo estudo e caracterização de algumas técnicas de redução do PAPR em sinais QAM.

1.3 Estrutura da Dissertação

Com o intuito de atingir os objectivos definidos no ponto anterior esta dissertação encontra-se organizada, tal como se mostra de seguida:

Capítulo 1 – Enquadramento, motivação, objectivos e estrutura da dissertação.

Capítulo 2 – Apresentação dos rádios controlados por software e as suas principais características, sendo dada maior relevância ao seu desenvolvimento ao longo dos tempos e à sua arquitectura básica.

Capítulo 3 – Apresentação dos conversores de dados em rádios controlados por software. Dá-se especial relevo ao conversor digital-analógico, a sua importância, algumas das arquitecturas mais comuns deste tipo de conversores e por último alguns factores de mérito essenciais para a avaliação do desempenho deste tipo de conversores.

Capítulo 4 – Neste capítulo é abordada a modulação QAM, os conceitos fundamentais para perceber como é que esta técnica de modulação funciona bem como alguns parâmetros que permitem avaliar o seu desempenho.

Capítulo 5 – Apresentação das técnicas de redução da relação entre a potência de pico e a potência média de um sinal, PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), abordagem dos principais problemas que advêm dos sinais digitais modulados com elevados níveis de PAPR e exposição das duas técnicas usadas na realização desta dissertação.

Capítulo 6 – Apresentação dos resultados obtidos por simulação e na prática.

Capítulo 7 – Exposição das principais conclusões após realização desta dissertação.

Capítulo 8 – Propostas de trabalho futuro a realizar.

Capítulo 2

Software Defined Radio

Este capítulo pretende fazer uma introdução às características mais importantes do software defined rádio. Inicialmente é dada uma definição sobre o que é um SDR. Depois é abordado o seu desenvolvimento ao longo dos tempos, e por fim, é dada uma arquitectura básica de um receptor – transmissor SDR

2.1 O que é um SDR

O termo software rádio foi criado em 1991 por Joe Mitola, para representar a classe de rádios programáveis ou configuráveis [2].[5].

No entanto, e de acordo com [6], não existe uma definição padrão para o termo software rádio, contudo, este tem ficado associado a um grande número de diferentes tecnologias e pode ser usado para referir um transmissor/receptor de rádio onde os parâmetros principais são definidos no software e no qual os aspectos fundamentais da operação do rádio podem ser reprogramados e reconfigurados através do melhoramento desse software. Não se consegue quantificar o nível de reconfigurabilidade necessário para qualificar um rádio definido por software. Um rádio que possui um microprocessador ou um processador digital de sinal, DSP (*Digital Signal Processor*) pode não ser um software rádio. No entanto, um rádio que define no seu software o tipo de modulação, a correcção de erros, processos de encriptação, que exhibe algum controlo sobre o hardware de rádio frequência, e que pode ser reprogramado é claramente um software rádio. Neste sentido, o termo software rádio geralmente refere-se a um rádio flexível a nível do software enquanto mantém uma plataforma de hardware fixa, ou de uma forma mais simples, um rádio

complexo “que faz tudo”. Por outro lado, um software rádio denota um rádio completamente configurável que pode ser programado por software para reconfigurar o hardware [2].

Por outras palavras, o mesmo hardware pode ser modificado para desempenhar diferentes funções em tempos diferentes, permitindo desta forma que hardware seja especificamente talhado para uma determinada aplicação.

O conceito de rádios definidos por software é visto como a grande promessa para suportar um grande número de serviços de comunicações sem fios numa única infraestrutura.

2.2 História do SDR

Já vimos que um SDR, de uma forma muito simples pode ser visto como um rádio em que propriedades tais como a frequência da portadora, largura de banda do sinal, modulação e acesso à rede são definidas por software. Com a evolução dos tempos e da tecnologia, os SDR actuais já implementam alguma encriptação necessária, detecção e correcção de erros bem como codificação na fonte de voz, vídeo e dados.

A figura 1 mostra a evolução temporal do SDR. Os primeiros rádios controlados por software foram essencialmente para uso militar e remontam a antes de 1987 quando os laboratórios da Força Aérea de Roma (AFRL) financiaram o desenvolvimento de um modem programável como um passo assinalável na evolução da arquitectura integrada das comunicações, da navegação e da arquitectura de identificação (ICNIA). O ICNIA era um projecto federado de múltiplos rádios, isto é, uma colecção de vários rádios numa só caixa, cada um com a sua finalidade [1]. De uma forma mais simples, um exemplo seriam três rádios numa caixa, um dedicado a sinais GSM, outra para sinais UMTS e outro para CDMA.

Depois do modem programável já falado, AFRL e DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) juntaram forças para financiarem os programas SE-I e SE-II. O SE-I surgiu com o principal objectivo de emular mais de dez rádios militares existentes operando entre os 2 e os 200 MHz. Não era facilmente transportável, inclui-a um chip de encriptação programável chamado Cypress, com software de encriptação desenvolvido pela Motorola, e provou que um rádio completamente programável por software podia ser construído [1].

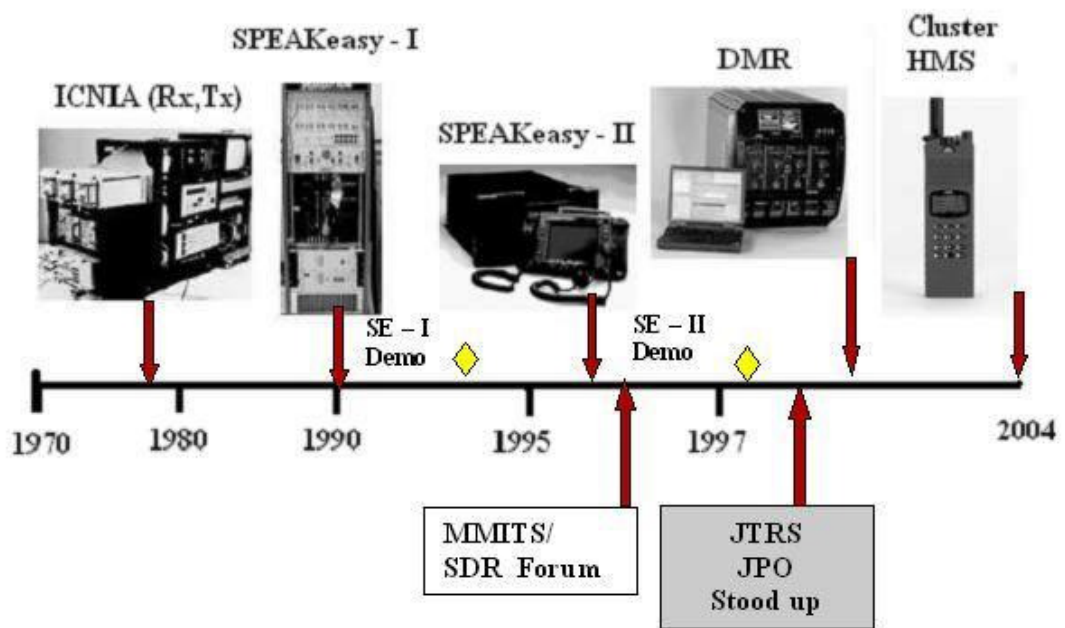


Figura 1- Linha temporal do SDR.

Imagens de ICNIA, SPEAKeasy I (SE-I), SPEAKeasy II (SE-II) e DMR (Digital Modular Ratio) na altura em que foram desenvolvidos e correspondentes demonstrações. Estes rádios são os primeiros passos evolucionários que levaram aos SDR's de hoje.

Numa segunda fase surgiu o SE-II, um rádio completo inserido num tamanho de rádio mais prático (o tamanho de uma pilha era equivalente a duas caixas de pizza), e foi o primeiro SDR a possuir codificador de voz programável (*vocoder*) e recursos analógicos e de processamento digital de sinal suficientes para suportar vários tipos diferentes de formas de onda. O seu principal objectivo era atingir uma arquitectura reconfigurável rápida (isto é, várias conversações de uma só vez). Os objectivos secundários eram de fazê-lo menor, mais leve e mais barato. O projecto de investigação era de três anos e produziu um rádio de demonstração em apenas quinze meses. A demonstração foi um sucesso, a sua capacidade de suportar vários tipos de formas de onda era de uma utilidade extrema, e um possível desenvolvimento deste ficou em “stand-by”. O rádio entrou em produção com uma gama de frequências entre os 4 e os 400 MHz. Como um projecto militar, o rádio distinguiu fortemente o “vermelho” (dados secretos inseguros) e o “preto” (dados seguros). Mais tarde, entre 1997 e 1998 surgiu um programa dos US (Estados Unidos) em parceria com a NATO (Organização do Tratado do Atlântico Norte) chamado de JTRS (*Joint Tactical Radio System*). Este programa foi criado para produzir rádios que fornecessem comunicações flexíveis e interoperacionais através do uso de sistemas SDR baseados num

software aberto de arquitectura de comunicações, SCA (*Software Communications Architecture*) internacionalmente apoiado. Este padrão usa uma arquitectura CORBA (*Common Object Request Broker Architecture*) em sistemas de operação POSIX (*Portable Operating System Interface*) para coordenar vários módulos do software [1]. O SCA, apesar da sua origem militar, está sob avaliação por parte de vendedores comerciais de rádio a fim de verificar a aplicabilidade nos seus produtos.

Desde então os sistemas SDR evoluíram também para desenvolver uma arquitectura de software capaz de permitir movê-lo para uma plataforma de hardware qualquer, e assim adquirir independência entre o hardware e o software específico de um tipo de forma de onda. Este passo crítico veio permitir que o hardware desenvolva a sua arquitectura independentemente do software, e assim libertar o hardware para continuar a evoluir e a melhorar depois da entrega do produto final.

Actualmente um SDR é um dispositivo com finalidades gerais, em que o mesmo rádio pode processar vários tipos de sinais a várias frequências. A vantagem deste tipo de abordagem é que o equipamento torna-se mais versátil e com uma melhor relação custo-benefício. Para além disto, o SDR pode ser actualizado com novo software para novos tipos de onda e novas aplicações após a sua venda, entrega e instalação.

Os exemplos dados eram todos de aplicações militares, no entanto, hoje em dia há várias soluções, e quase todas elas comerciais. São exemplos o GNU Rádio, o projecto HPSDR (*High Performance Software Defined Radio*) bem como no campo da identificação por radiofrequência, RFID (*Radio-Frequency Identification*).

2.3 Arquitectura básica de um SDR

Nesta secção é abordado um pouco sobre a arquitectura básica de um SDR actual.

Um SDR é uma espécie de receptor/transmissor em que todos os aspectos da sua operação são determinados usando um hardware versátil e de uso geral cuja configuração está sob o controlo do software.

A sua arquitectura básica, apresentada na figura 2, fornece recursos suficientes para definir a frequência da portadora, a modulação, a largura de banda, encriptação necessária e a fonte de codificação no software.

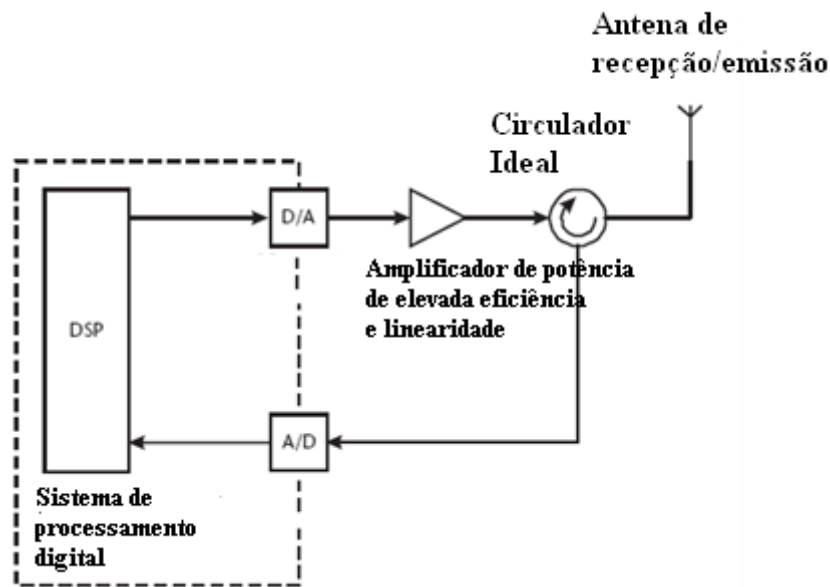


Figura 2- Arquitectura básica de um SDR actual.

De acordo com [6], um SDR tem as seguintes características:

- Os tipos de modulação, os protocolos, entre outros, são determinados no software dentro do sistema de processamento digital. Isto verifica-se na figura 2 através de um processador digital de sinais, DSP. No entanto, existe uma grande variedade de soluções de hardware aplicáveis de processamento de sinal para este subsistema, tais como: dispositivos lógicos programáveis, FPGA's (*Field Programmable Gate Array*) e processadores de uso geral, GPP's (*General Purpose Processor*);
- O circulador mostrado na figura é usado para separar o trajecto dos sinais recebidos dos enviados, sem as habituais limitações da frequência que esta função coloca ao usar soluções baseadas em filtros (por exemplo, um diplexer convencional). Este componente baseia-se na correspondência ideal entre si próprio e a impedância da antena e do amplificador de potência e, portanto, na prática é irrealista. De referir também que o circulador terá que ser também de grande banda larga, coisa que os mais actuais não o são.
- O amplificador de potência linear (ou tornado linear) assegura uma transferência ideal da modulação RF (*Radio-Frequêncy*) proveniente do conversor digital-analógico, DAC (*Digital to Analog Converter*) para um sinal de alta potência apropriado para transmissão, com baixas (idealmente nenhuma) emissões do canal adjacente.

➤ É suposto que o conversor analógico-digital, ADC (*Analog to Digital Converter*) tenha um filtro anti-aliasing e que a DAC tenha um filtro de reconstrução. Ambos os filtros são essenciais nesta arquitectura.

Capítulo 3

Conversores de dados em SDR

No capítulo anterior descrevemos a arquitectura básica de um sistema SDR. Esse sistema tem um circuito de recepção e outro de transmissão. Em cada um destes circuitos existem conversores de dados. No de recepção existem conversores analógico-digitais, ADC, e no de transmissão existem conversores digital-analógicos, DAC.

Este capítulo, e uma vez que é um dos objectivos da dissertação, aborda os fundamentos e as tecnologias da conversão de dados na perspectiva do seu uso nos SDR's, explorando capacidades, limitações, e potencial futuro dos conversores digital-analógicos presentes no circuito de transmissão de um sistema SDR.

3.1 Os conversores de dados em SDR

Os conversores de dados são uma das tecnologias chave que torna possível o SDR.

Um dos grandes desafios no desenvolvimento de um SDR é a escolha apropriada de conversores de dados, quer sejam conversores analógico-digital (ADC), quer sejam conversores digital-analógico (DAC). Em muitos casos, o desempenho geral do rádio é determinado pelo conversor de dados uma vez que este tem influência sobre a potência consumida do rádio, gama dinâmica, largura de banda, e o custo total.

A performance de um conversor de dados pode mesmo afectar o projecto da estrutura de um receptor uma vez que é precisa uma melhor performance na conversão de dados para a amostragem a IF (frequência imagem) do que para um receptor super-heteródino de

banda estreita [7]. De facto, muitos usam a proximidade do processo de conversão de dados à antena como maneira de avaliar o grau de possibilidade de um rádio em tornar-se um software rádio ideal, uma vez que quanto mais próximo tiver a antena do conversor menores vão ser as perdas, o que tem impacto no factor de ruído [7] [8]. O desafio de mover o limite analógico-digital para mais perto da antena é o passo crítico no estabelecimento das bases para o aumento do conteúdo e capacidade de processamento digital dos sinais por parte do rádio [7][9].

Num software rádio ideal, no canal de recepção, a conversão de dados ocorre imediatamente a seguir à antena. O conversor de dados amostra o sinal RF e depois completa o processo de conversão na sua totalidade no domínio digital, prevenindo a necessidade do uso de componentes analógicos incómodos. No entanto, a conversão de dados a RF impõe algumas condições no dispositivo conversor tais como [2] [7] [9].

- Uma taxa de amostragem bastante elevada para suportar sinais de banda larga;
- Um elevado número de bits efectivos de quantização para suportar uma grande gama dinâmica;
- Uma largura de banda operacional de muitos GHz para permitir a conversão de um sinal sobre uma escala de frequências muito variada;
- Uma larga gama dinâmica de recepção para permitir a recuperação de sinais fracos na presença de um grande interferente produzindo distorção;
- Capacidade de suportar estes critérios sem consumir uma quantidade de potência demasiadamente elevada e a um preço aceitável.

Contudo, estas exigências ultrapassam as capacidades da tecnologia actual. Ao contrário de muitos outros componentes num software rádio, o estado da arte da tecnologia dos conversores de dados avança de forma lenta. Devido a limitações na fabricação da tecnologia, devem ser fixadas prioridades e relações de compromisso devem ser feitas entre largura de banda, gama dinâmica, consumo de energia e custo com o intuito de encontrar uma solução aceitável de design, não só do conversor mas também para todo o rádio. Logo, quando se escolhe um conversor, tem que se conhecer muito bem a forma como os parâmetros escolhidos vão afectar toda a performance do rádio e não apenas uma parte específica deste.

De uma forma geral, conversão de dados transforma os sinais entre diferentes representações. No caso de uma ADC, esta transforma um sinal analógico, contínuo no tempo e em amplitude, para um sinal digital, discreto no tempo e na amplitude. Inversamente, uma DAC transforma um sinal digital num sinal analógico. No entanto, para passar sinais analógicos para a representação digital, uma ADC deve desempenhar dois processos: amostragem e quantização. A DAC faz o inverso, mudando um sinal digital para um sinal contínuo no tempo e em amplitude através de mapeamento da amplitude e reconstrução [2]. Esta transformação entre os diferentes domínios está ilustrada na figura 3:

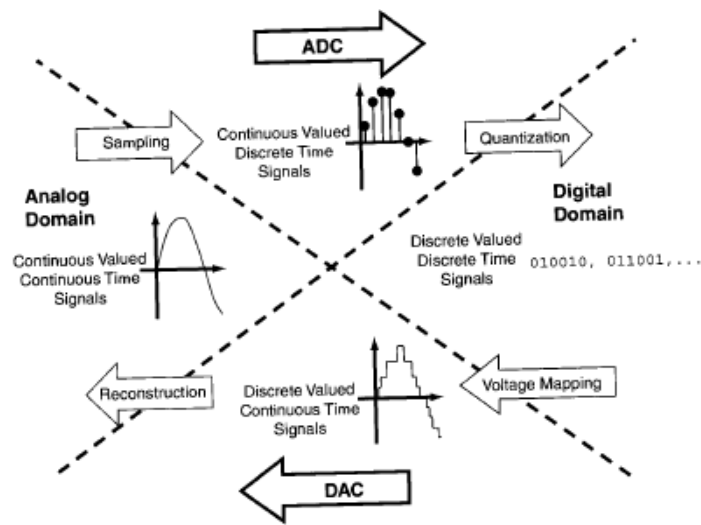


Figura 3 Conversão dos sinais através de conversores de dados, ADC e DAC [7]

3.2 A importância dos conversores de dados em SDR

A utilização de determinados conversores em SDR depende da arquitectura global de rádio.

Enquanto o conceito de SDR se centra fortemente no desempenho da ADC, o mesmo já não acontece no que diz respeito aos requisitos na transmissão, dando-lhes menos atenção, embora o problema seja de complexidade idêntica [10].

Os conversores digital-analógico, DAC, são usados especificamente no trajecto do sinal transmitido (T_x) com o objectivo de reconstruir uma ou mais portadoras que foram moduladas digitalmente. Além disso, o processamento de sinal nesta nova geração de equipamentos de comunicação tem vindo a ser realizada no domínio digital por várias razões tais como: maior eficiência espectral, logo maior capacidade, melhor qualidade,

mais serviços, software programável, menos potência consumida, entre outros. Ao integrar muitas destas funções de DSP nas DAC's realça-se o seu desempenho bem como abrem-se novas portas a arquitecturas no transmissor. As funções de DSP podem ir desde filtros digitais, que reduzem o custo e a complexidade do filtro de reconstrução analógico, até uma completa aplicação de moduladores digitais. Tratar sinais de comunicação no domínio digital normalmente permite controlar as suas características de forma precisa. Contudo, no processo de reconstrução de um sinal digitalmente sintetizado, é a DAC e as suas características não ideais que muitas vezes produzem resultados indesejáveis. Aliás, em muitos casos é o desempenho da DAC que na verdade determina se uma determinada modulação ou arquitectura do sistema pode ser implementada [9]. Seleccionar a DAC óptima para um dado sistema sem fios requer uma compreensão de como interpretar várias especificações e uma apreciação dos seus efeitos no desempenho do sistema. Atingir a performance óptima ao mesmo tempo que se realizam outros objectivos do sistema exige uma atenção cuidadosa às diversas questões da interface analógica. Muito do esforço do projecto centrou-se em melhorar o domínio da frequência e o desempenho estático destes dispositivos, sem descurar outros objectivos do sistema tais como o consumo mais baixo de potência, custos mais baixos, e a facilidade de integração digital.

Desta forma, muitos vendedores de semicondutores, percebendo a importância dos objectivos acima indicados, bem como tendências da indústria, concentraram muitos dos seus esforços no projecto de DAC's de alta performance num processo digital CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) [11]. Antes de abordar questões relacionadas com o desempenho dos conversores em aplicações SDR, é importante discutir as arquitecturas de conversores de dados mais comuns, a fim de perceber a sua potencial aplicabilidade em rádios definidos por software.

3.3 Arquitecturas mais comuns de uma DAC

Um conversor é constituído por alguns componentes básicos. Esses componentes podem ser combinados de diversas formas para criar diferentes estruturas de conversores.

Esta secção descreve os princípios e recursos de algumas arquitecturas comuns de DAC's, sendo elas [2] [7] [9]:

- Estruturas paralelas: string DAC's, DAC's de agregados binários e DAC's R-2R;
- Estruturas segmentadas: segmented DAC's;

- Estruturas Sigma-Delta: DAC's sigma-delta.

3.3.1 Estruturas paralelas

3.3.1.1 String DAC

Conversores de dados de estrutura paralela convertem um sinal entre representações analógicas e digitais considerando simultaneamente a relação entre o código digital e a tensão da referência através de todos os níveis de quantização possíveis. Esta estrutura básica existe quer para as ADC's (Flash ADC's) quer para as DAC's (String DAC's). A figura 4 mostra o diagrama de blocos de uma string DAC.

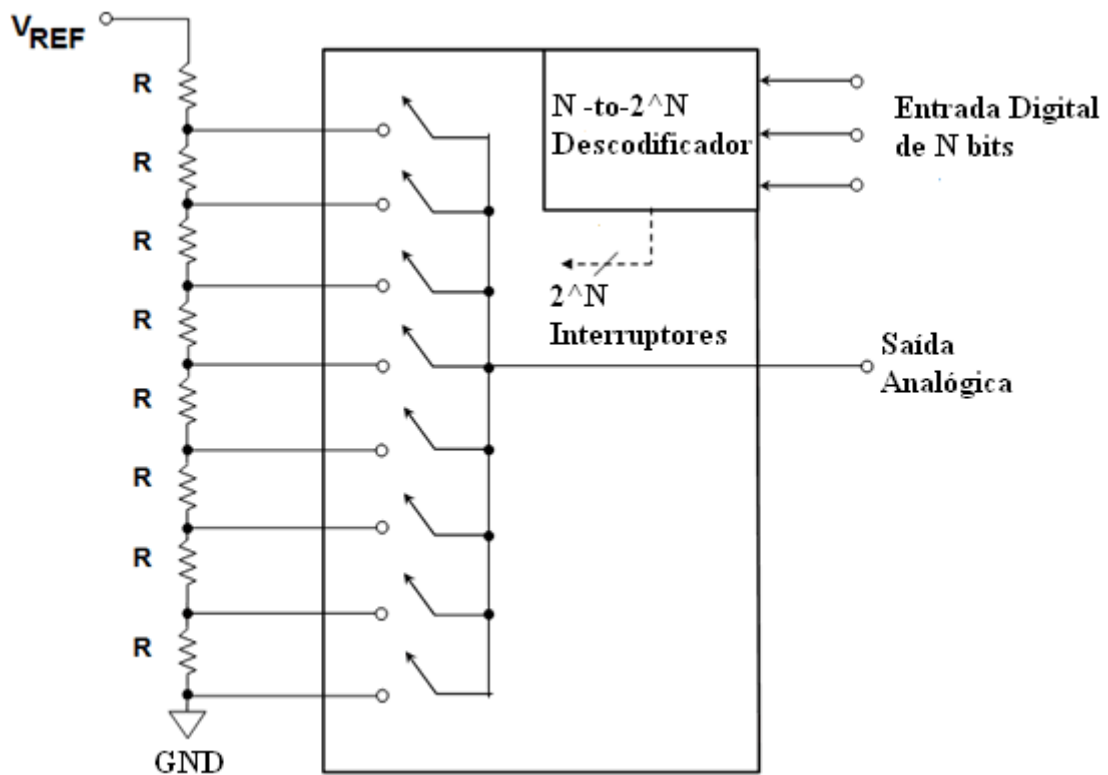


Figura 4- String DAC de N bits [7].

Esta DAC, também chamada de divisor de Kelvin [2], é bastante simples e tem o nome de “string” devido à “corda” de resistências usadas para formar as tensões de referência, e conceptualmente desempenha a função inversa da flash ADC, usando uma palavra digital descodificada para seleccionar a tensão de referência apropriada de um conjunto de interruptores. Uma versão de N bits desta DAC consiste em 2^N resistências iguais em série e 2^N interruptores, um entre cada nó da “corda” e a saída.

Mais especificamente, uma palavra digital é usada para fechar um interruptor das tensões de referência disponíveis, espaçadas de 1 LSB (*Less Significant Bit*), para dar forma ao sinal de saída analógico. Como resultado, apenas dois interruptores precisam de se mover durante transições de palavras, fazendo deste tipo de arquitectura uma arquitectura com baixas falhas.

Uma versão alternativa da string DAC, figura 5, divide corrente em vez de tensão. Ela consiste em $2^N - 1$ fontes de corrente comutáveis (que podem ser resistências e uma tensão de referência ou fontes de corrente activas) conectadas a um terminal de saída que deve ser a massa, ou muito perto disso.

A corrente de saída desejada pode ser criada fechando um número de interruptores igual ao valor da palavra digital.

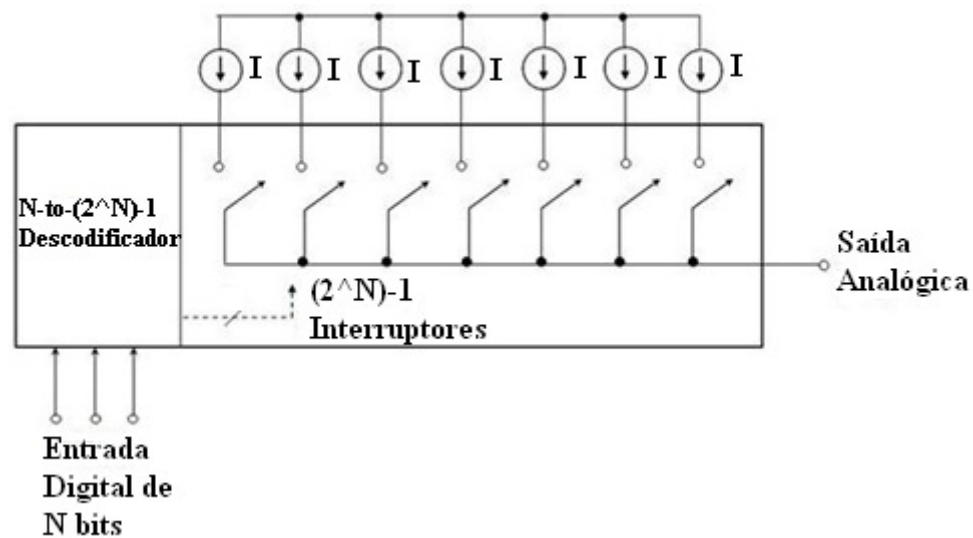


Figura 5- String DAC de divisão de corrente de N bits [7]

String DAC's quando usadas sozinhas têm um limite de cerca de dez bits de resolução e pode atingir taxas de amostragem superiores a 1 GSPS [2].

As estruturas paralelas fornecem as conversões de dados mais rápidas de entre todas as arquitecturas porque apenas é exigido um estágio analógico.

No entanto, o número de interruptores cresce exponencialmente com o número de bits, o que leva a que a área e o consumo de potência também cresçam exponencialmente com o número de bits. Se todas as resistências forem de igual valor, a DAC é linear. No entanto,

neste tipo de arquitectura podem ocorrer significantes não linearidades integrais, INL (*Integral Non-Linearity*), e não linearidades diferenciais, DNL (*Differential Non-Linearity*) devido a pequenas variações nos valores das resistências [12]. Para além disto, são necessárias fontes de tensão extremamente estáveis, principalmente à medida que o número de bits aumenta e os níveis de tensão encolhem.

No caso da string DAC, esta tem uma resistência de saída variável, o que pode gerar problemas de correspondência de impedância para os circuitos RF do transmissor [2] [12].

3.3.1.2 DAC de agregados binários

Este tipo de arquitectura é uma alternativa à arquitectura paralela, e que procura superar o problema do crescimento exponencial das string DAC's, problema este já abordado anteriormente.

Usada quase exclusivamente nas DAC's, esta arquitectura consiste numa tensão de referência V_{ref} , N resistências (igual ao número de bits) de pesos binários $R, 2R, 4R, 8R, \dots, 2^{N-1}R$, N chaves de dois sentidos $S_1, S_2, S_3, \dots, S_N$ e um opamp com resistência de realimentação $R_f = \frac{R}{2}$. As chaves são controladas por uma palavra de entrada digital D , de N bits [13]:

$$D = \frac{b_1}{2^1} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \quad (3.1)$$

Em que b_1, b_2 e assim sucessivamente são os coeficientes dos bits que podem ser '1' ou '0'. Convém referir que o bit b_N é o bit menos significativo – LSB - e b_1 é o bit mais significativo - MSB (*Most Significant Bit*). No circuito da figura 6, b_1 controla a chave S_1 , b_2 controla S_2 e assim por diante. Quando b_i é '0', a chave S_i está ligada à massa, e quando b_i é '1', a chave S_i está ligada a V_{ref} [2][13]

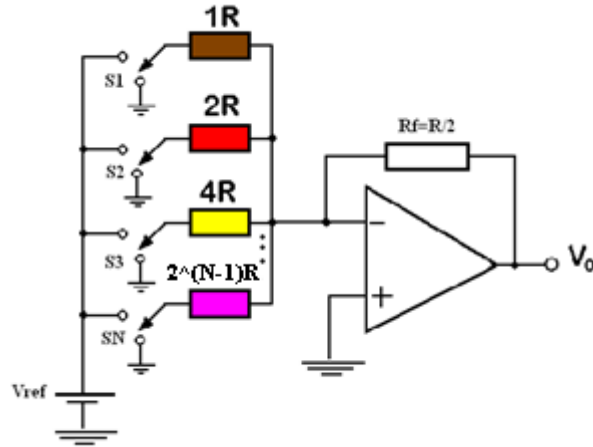


Figura 6- DAC de N bits usando resistências com pesos binários

A corrente em cada resistência mantém-se constante uma vez que as chaves ou estão aterradas ou então estão em massa virtual. Cada chave o que faz é simplesmente controlar por onde circula a sua corrente: para a massa se o bit correspondente for ‘0’ ou para a massa virtual se o bit correspondente for ‘1’. As correntes que passam pela massa virtual somam-se e passam pela resistência de realimentação, R_f . A corrente de saída será portanto:

$$i_o = \frac{V_{ref}}{R} b_1 + \frac{V_{ref}}{2R} b_2 + \dots + \frac{V_{ref}}{R^{N-1}} b_N \quad (3.2)$$

$$= \frac{2V_{ref}}{R} \left(\frac{b_1}{2^1} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right) \quad (3.3)$$

E a tensão de saída [13] vem dada por:

$$v_o = -i_o R_f = -V_{ref} D \quad (3.4)$$

Verifica-se então que a tensão de saída é directamente proporcional à palavra digital de entrada, D.

Para uma DAC que usa agregados binários de resistências, o sinal analógico de saída é igual à soma das tensões ou correntes dos diferentes pesos.

Apesar de serem capazes de atingir velocidades similares às das string DAC's, para um grande número de bits ($N > 4$), a diferença entre as resistências menores e as resistências

maiores torna-se muito elevada, aumentando a dificuldade em manter a precisão dos valores das resistências [13]. Mesmo que as variações nas resistências sejam muito pequenas, a linearidade da função de transferência da DAC pode ser bastante degradada [9] [11]. Estas razões levam a que esta arquitectura seja raramente implementada.

3.3.1.3 DAC R-2R

Devido à dificuldade em criar resistências crescentes de forma exponencial, criaram-se as DAC's de topologia em escada (*ladder*) R-2R (figura 7). Devido à pequena diferença entre os valores das resistências (relação de 1:2), essa malha é normalmente escolhida em comparação aos agregados binários discutidos anteriormente, principalmente para $N > 4$.

Cada chave electrónica é controlada por um bit do número a ser convertido para um valor analógico. O nível lógico de cada bit que controla a respectiva chave está indicado ao lado da posição correspondente.

Como uma posição das chaves está aterrada (correspondente ao nível "0" do bit controlador) e a outra está ligada a um nó que é uma terra virtual, logo é zero Volts (devido à realimentação negativa do amplificador operacional na configuração inversora, provocando que a entrada inversora se aproxime da tensão da entrada não-inversora, que está aterrada), o pólo de cada chave estará sempre a zero Volts, independentemente da posição da chave (e portanto do número binário). Sendo assim, a impedância Z_4 será sempre R ($2R // 2R$), e percorrendo da direita para a esquerda vemos que o mesmo ocorre com as outras impedâncias [7] [13]:

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = R \quad (3.5)$$

Assim, a corrente I_{REF} será constante e independente do número digital de entrada:

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R} \quad (3.6)$$

Convém lembrar que V_{REF} deve ser uma tensão muito bem estabilizada.

A corrente em cada nó do diagrama resistivo R-2R vê dois ramos de igual impedância e queda de tensão, dividindo-se portanto em duas correntes iguais.

$$I_{REF} = 2I_1 = 4I_2 = 8I_3 = 16I_4 \quad (3.7)$$

Portanto, a corrente que circula para a direita, afastando-se de cada nó é igual à corrente que circula para baixo em direcção à massa e o dobro dessa corrente flui para o nó proveniente do lado esquerdo [13].

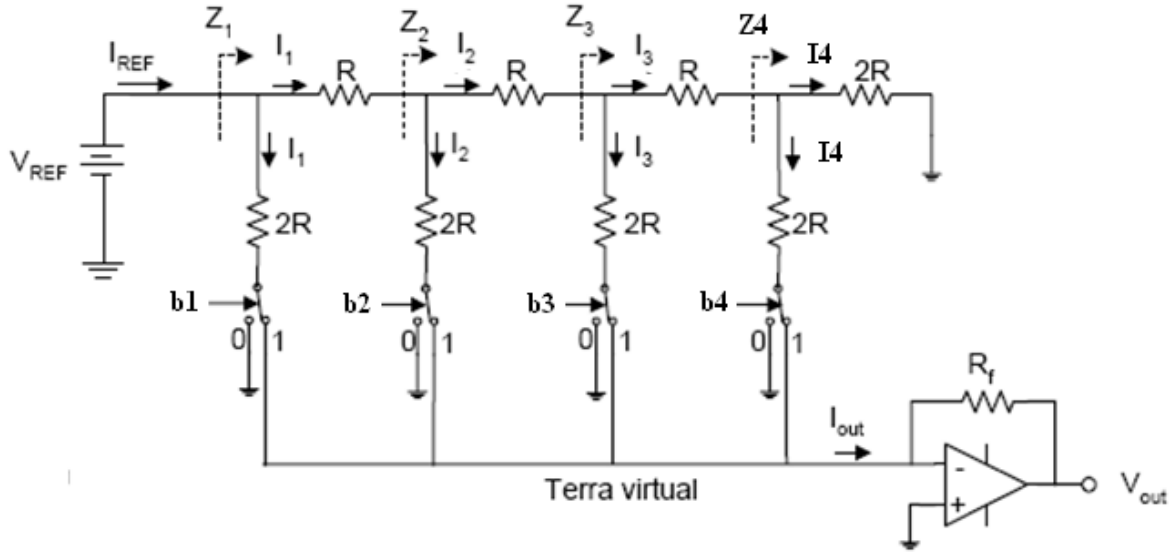


Figura 7-DAC R-2R [7]

Neste sentido:

$$I_1 = 2I_2 = 4I_3 = \dots = 2^{N-1}I_N \quad (3.8)$$

Portanto, como na rede resistiva em escada binária, as correntes controladas pelas chaves têm pesos binários. A corrente total de saída será neste caso:

$$i_o = \frac{V_{ref}}{R} D \quad (3.9)$$

Este tipo de estrutura já consegue diminuir a complexidade bem como o consumo de energia em relação às string DAC's sem sacrificar a velocidade de conversão. Outro aspecto importante é que nas DAC's R-2R já se consegue obter uma resistência de saída mais ou menos constante. Normalmente os conversores têm um limite para o valor das resistências pelo que, tal como as string DAC's, as DAC's R-2R na prática estão limitadas

de oito a dez bits de resolução [2]. Contudo, devido à sua estrutura simples, a DAC R-2R é usada em arquitecturas mais complexas do que a string DAC, por exemplo.

3.3.2 Estruturas segmentadas

3.3.2.1 Segmented DAC

Para ajudar na interpretação deste tipo de DAC's vai-se desde já assumir temporariamente que os sinais analógicos são constituídos por componentes MSB e componentes LSB. Um sinal analógico $x(t)$ pode então ser expresso pela soma das suas componentes [2][7]:

$$x(t) = MSB(t) + LSB(t) \quad (3.10)$$

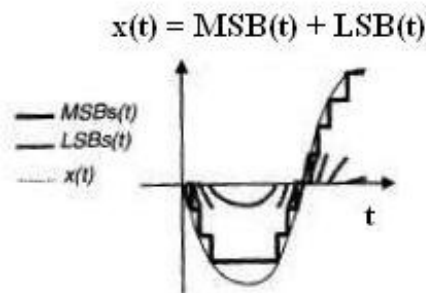


Figura 8- Representação segmentada de um sinal analógico [7]

$MSB(t)$ reflecte os incrementos relativamente grandes da amplitude de $x(t)$ e $LSB(t)$ reflecte as pequenas mudanças da amplitude de $x(t)$.

Conceptualmente, $MSB(t)$ e $LSB(t)$ comportam-se de forma similar aos MSB's e LSB's de um sinal digital convertido para o domínio analógico.

Um conversor de dados geral baseado nesta arquitectura é mostrado na figura 9:

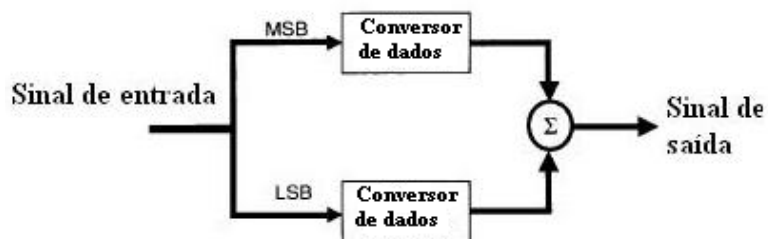


Figura 9- Conversor de dados segmentado generalizado

O sinal de entrada é dividido nas suas componentes LSB e MSB, que depois são processadas por conversores de dados independentes e os resultados são inteligentemente recombinados para formar o sinal de saída. O simples facto de dividir o sinal de entrada faz com que os conversores deste tipo de estrutura sejam capazes de usar menos interruptores do que os conversores de estruturas paralelas, mantendo a mesma velocidade destes. Outra diferença dos conversores de dados segmentados para os de estrutura paralela é que estes apenas usam um único dispositivo para converter todo o sinal.

A figura anterior mostra o conversor de estrutura segmentada de uma forma geral. A figura 10 apresenta um tipo de conversor digital – analógico baseado nesta estrutura, a DAC segmentada em escada.

Esta DAC tem o nome de segmentada uma vez que combina uma string DAC e uma DAC R-2R para criar uma DAC de alta resolução que não é excessivamente complexa.

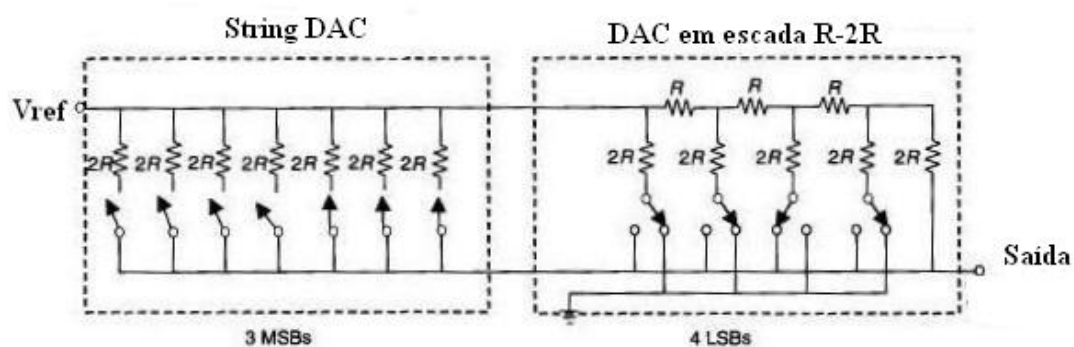


Figura 10- DAC segmentada de 7 bits [7]

O conversor gera a componente MSB(t) do sinal de saída analógico com uma string DAC e a componente LSB(t) através de uma DAC R-2R. Este tipo de estrutura permite que a DAC opere com uma maior resolução sem ser penalizada na velocidade.

3.3.3 Estruturas sigma – delta

3.3.3.1 DAC sigma-delta

Num conversor de dados nem sempre é possível ter uma boa relação entre resolução e taxa de conversão. É difícil ter elevadas taxas de conversão ao mesmo tempo que temos uma elevada resolução.

Os conversores sigma-delta ($\Sigma\Delta$) vêm quebrar esta aparente relação de exclusividade entre resolução e taxas de conversão. Estes conversores conseguem este equilíbrio entre a resolução e a taxa de conversão através do uso de noise shaping com sobreamostragem por várias ordens de valor para conseguir altas resoluções [2]. No geral, os conversores sigma-delta são projectados para que a maioria do ruído de quantização seja colocado fora da largura de banda do sinal de entrada. Este tipo de conversores é também usado quando se prefere linearidade em detrimento da largura de banda (por exemplo em conversores áudio).

O componente principal de uma DAC $\Sigma\Delta$ como a mostrada na figura 11 é o seu modulador $\Sigma\Delta$, que consiste no seguinte: um filtro na malha $H(z)$; uma DAC de um bit; uma ADC de um bit e um nó de realimentação.

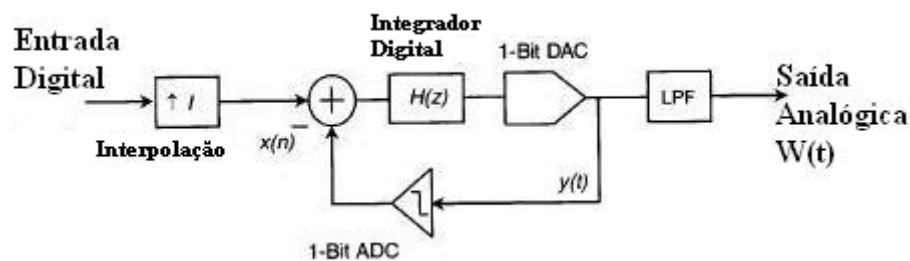


Figura 11- $\Sigma\Delta$ DAC

Em termos conceptuais, a DAC $\Sigma\Delta$ não difere na ADC $\Sigma\Delta$. A única diferença é que o filtro da malha no caso da DAC é digital e no caso da ADC é analógico.

Os conversores $\Sigma\Delta$ podem conseguir resoluções efectivas bastante altas por causa dos seus efeitos de noise shaping. Ao contrário de outros conversores, os conversores $\Sigma\Delta$ são inerentemente lineares desde que tenham apenas um passo de quantização. Com apenas um passo de quantização, INL e DNL não podem ocorrer.

Entretanto, este tipo de conversores são normalmente feitos para operar em sinais com menores larguras de banda do que outras arquitecturas.

3.4 Impacto do desempenho dos conversores em SDR

Nesta secção são sumarizados alguns factores de mérito dos conversores de dados, dando especial atenção ao seu impacto em SDR. São abordados os factores de mérito em termos do seu desempenho estático, dinâmico na frequência e no tempo.

3.4.1 Desempenho estático

3.4.1.1 DNL

A não linearidade diferencial, DNL (*Differential Non-Linearity*) mostrado na figura 12 descreve o desvio entre dois pontos adjacentes em relação ao degrau ΔLSB [9]. Este termo é muito importante para medir o erro num conversor digital-analógico, DAC. A precisão de uma DAC é principalmente determinada por esta especificação. O DNL para um degrau de entrada k é definido por:

$$DNL_k = \frac{A_k - A_{k-1}}{a \cdot \Delta} \quad (3.11)$$

onde Δ é o degrau LSB e a é o valor de entrada corrigido para um erro de ganho e atraso [9] [12] [13].

Idealmente, quaisquer dois códigos digitais adjacentes correspondem a tensões analógicas de saída que estão exactamente distanciadas de 1 LSB. Por exemplo, uma DAC com uma mudança na saída de 1.5 LSB para uma mudança no código digital de 1LSB exibe uma DNL de $\frac{1}{2}$. A não linearidade diferencial pode ser expressa como uma fracção de bits ou como uma percentagem. Para valores superiores a um 1LSB, a função de transferência da DAC degrada-se e o valor da saída torna-se menor para um aumento do valor de entrada [9].

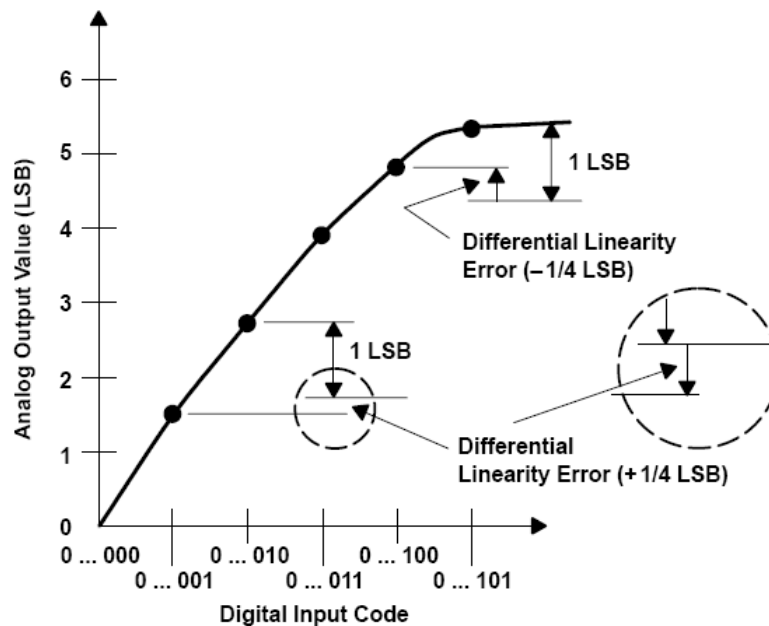


Figura 12 – Ilustração do DNL [7]

3.4.1.2 INL

A não linearidade integral, INL (*Integral Non-Linearity*) mostrado na figura 13 e muitas vezes chamado de linearidade diferencial é o desvio dos valores na função de transferência real em relação a uma recta [9]. Esta recta pode ser a melhor recta feita para minimizar os desvios ou pode ser uma recta desenhada entre os pontos das extremidades da função de transferência, uma vez que o ganho e os erros de atraso foram anulados. O segundo método é usado mais vezes pois pode ser verificado de forma mais directa. Nas DAC's os desvios são medidos em cada degrau. O nome não linearidade integral deriva do facto de que a soma das não linearidades diferenciais desde o degrau inferior até um degrau particular determina o valor do INL neste degrau.

O INL para um degrau de entrada k é definido por:

$$INL_k = \frac{A_k}{a \cdot \Delta} \quad (3.12)$$

onde Δ é o degrau LSB e a é o valor de entrada corrigido para um erro de ganho e atraso [7] [9] [12].

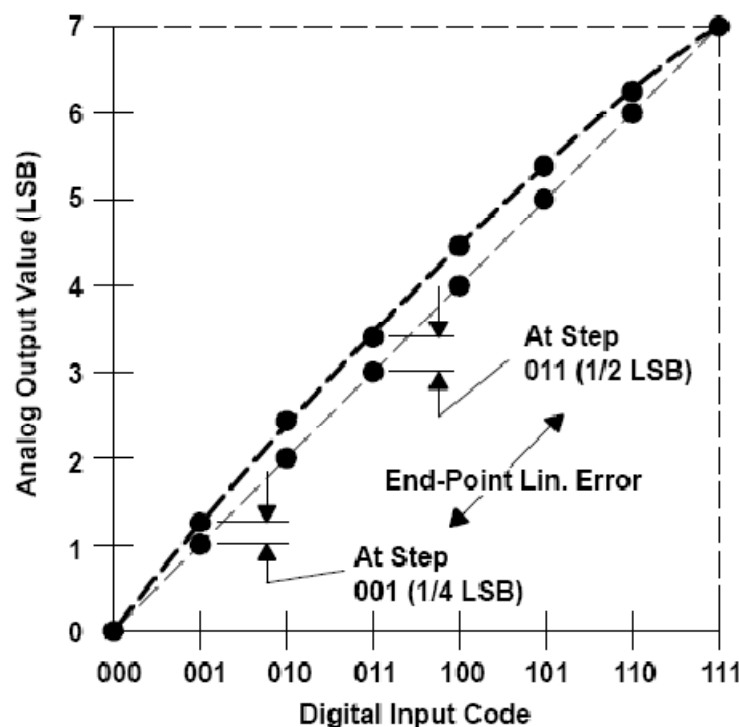


Figura 13 – Ilustração do INL

3.4.2 Desempenho no domínio da frequência

3.4.2.1 SFDR

A gama dinâmica livre de distorção, SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*) é a gama dinâmica útil da DAC antes que ruído indesejável interfira ou distorça o sinal fundamental. De forma mais específica, SFDR é a relação entre a energia do sinal e a energia do maior tom indesejável numa determinada banda, tal como mostra a figura 14:

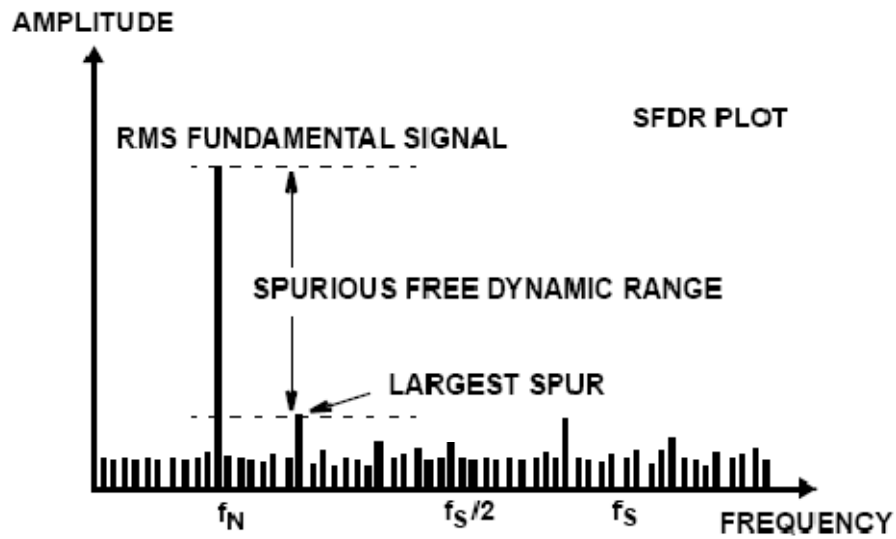


Figura 14 – Ilustração da SFDR [7]

SFDR normalmente é expressa por:

$$SFDR = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_s}{P_{m\acute{a}x}} (dB) \quad (3.13)$$

onde P_s é a energia do sinal e $P_{m\acute{a}x}$ é a energia da maior componente indesejável na banda de interesse [9].

O SFDR não dá indicação da energia total perdida para as harmónicas, mas sim define a máxima separação nas energias dos sinais que o conversor de dados pode resolver sem harmónicas.

3.4.2.2 SNDR

Uma vez que o ruído e a distorção degradam a qualidade do sinal, outra medida do desempenho da DAC geralmente usada é o SNDR (*Signal to Noise and Distortion Ratio*)

O SNDR é a relação entre a energia do sinal fundamental e a energia total do ruído e distorção numa determinada banda e pode ser expressa como:

$$SNDR = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_s}{P_N + \sum_{k=2}^{\infty} P_k} (dB) \quad (3.14)$$

onde P_k é a energia da k -ésima harmónica [9].

O SNDR está fortemente correlacionado com a relação sinal ruído, SNR (*Signal to Noise Ratio*). No entanto, o SNDR degrada-se mais rapidamente do que o SNR à medida que a taxa de amostragem ou frequência de entrada aumentam uma vez que os termos relacionados com distorção tornam-se mais dominantes.

3.4.2.3 THD

Conversão de dados é um processo inerentemente linear, e processos não lineares introduzem harmónicas. Harmónicas podem ser geradas devido ao clipping e por não linearidades do dispositivo conversor. Estas harmónicas distorcem o sinal e degradam o desempenho. Logo, para quantificar e avaliar o desempenho de um conversor de dados, as harmónicas precisam de ser medidas.

A distorção harmónica total, THD (*Total Harmonic Distortion*) mede a distorção harmónica num sinal e pode ser definido como a relação entre a energia total da distorção harmónica e a energia do sinal fundamental numa determinada banda, isto é:

$$THD = 10 \cdot \log_{10} \frac{\sum_{k=2}^{\infty} P_k}{P_s} (dB) \quad (3.15)$$

onde P_k é a energia da k -ésima harmónica, e P_s é a energia do sinal [9].

3.4.3 Desempenho no domínio do tempo

O desempenho de um conversor de dados está dependente da exactidão e da estabilidade do disparo do relógio fornecido aos circuitos. Quando os conversores de dados possuem uma elevada taxa de amostragem, questões relacionadas com o relógio tornam-se importantes e significativa distorção pode acontecer. Duas das mais importantes questões relacionadas com o relógio dos circuitos são a incerteza da amostragem (“*aperture jitter*”) e “*glitches*”, que surgem devido a erros temporais no circuito de descodificação da DAC.

3.4.3.1 *Glitches*

Os descodificadores em DAC’s podem ser afectados por questões temporais uma vez que eles tentam ajustar vários interruptores ao mesmo tempo para alterar o nível de tensão à saída para combinar a palavra digital de entrada. O “glitch” ocorre quando existem pequenas discrepâncias temporais entre os interruptores. Os “glitches” são níveis de tensão incorrectos à medida que a saída da DAC também muda de nível.

O mau sincronismo que produz os “glitches” pode ser causado por questões de propagação externas à DAC ou por variações internas no circuito. Os efeitos do “glitch” podem ser mais graves quando os MSB são alterados uma vez que os MSB produzem maiores alterações de tensão.

O “glitch” pode causar quantidades significantes de distorção no sinal de saída. Existem duas abordagens que normalmente são empregues para minimizar o “glitch”, se não o eliminar. São elas: adicionar um buffer extra à entrada da DAC e adicionar um circuito de “degitching” à saída do descodificador. Ao adicionar um buffer à entrada está-se a permitir que os bits de erro externos se estabeleçam antes que a palavra digital entre no descodificador. Desta forma, todas as fontes externas de “glitch” são eliminadas, teoricamente.

A forma e a função do circuito de “degitching” são idênticas a um circuito “sample and hold”. Depois de ocorrer a transição da palavra digital e de se esperar tempo suficiente para que o nível de tensão se estabeleça, o circuito de “degitching” amostra a saída do descodificador. Este valor é então mantido até que a próxima amostragem seja feita.

Capítulo 4

Quadrature Amplitude Modulation

Neste capítulo é abordado o tipo de modulação QAM. Os sinais modulados QAM são abordados uma vez que tanto as simulações como os resultados experimentais foram feitos com base neles. Com este capítulo pretende-se dar a conhecer grande parte dos aspectos essenciais à compreensão da modulação QAM bem como grandezas importantes a ele associados: diagrama de constelação, BER (*Bit Error Rate*), SER (*Symbol Error Rate*).

4.1 – Modulação QAM

A modulação em amplitude e quadratura - QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) - rapidamente se transformou no mecanismo de modulação dominante para sinais digitais de alto desempenho. Desde as comunicações sem fios, passando pelos modems ADSL, televisão digital e até aos comunicadores pessoais para as forças militares e outros sistemas que necessitam de alta taxa de transferência de informação, a modulação QAM tornou-se uma parte necessária do nosso dia-a-dia. Com o aumento da capacidade de processamento, QAM enquanto parte do projecto de um SDR é agora facilmente realizável [15] [16].

A modulação QAM combina a modulação em fase – PSK (*Phase Shift Keying*) -, onde a informação digital é transmitida através da variação de fase da portadora analógica e a modulação em amplitude – ASK (*Amplitude Shift Keying*) - onde a informação digital é transmitida através da variação de amplitude da portadora analógica [15] [16].

Neste sentido a modulação QAM é um esquema de modulação que é realizado alterando/modulando a amplitude de duas portadoras que estão desfasadas de 90°, sendo

por isso chamadas de portadoras de quadratura, daí também o nome deste tipo de modulação.

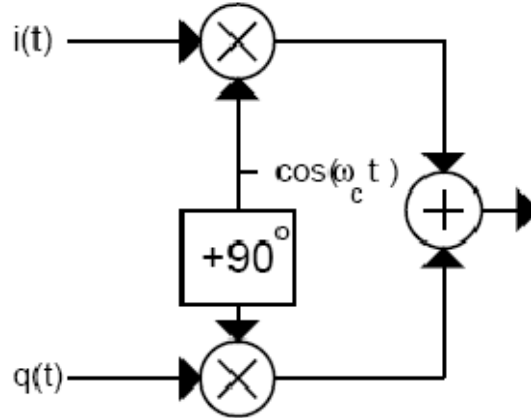


Figura 15- Princípio da modulação QAM

Assim criam-se sinais QAM se $i(t)$ e $q(t)$ na equação 4.1 assumirem uma série de valores. Se assim acontecer geram-se M símbolos (QAM M -ário) definidos pela expressão [16][17]:

$$s_i(t) = i(t) \cos(\omega_p t) + q(t) \sin(\omega_p t) \quad (4.1)$$

$$= \sqrt{i(t)^2 + q(t)^2} \cos(\omega_p t - \phi_d(t)) \quad (4.2)$$

$$\phi_d(t) = \arctan\left(\frac{i(t)}{q(t)}\right) \quad (4.3)$$

em que $i = 1, 2, 3, \dots, M, 0 \leq t \leq nT$, e onde $M = 2^n$.

O sinal resultante pode ser interpretado como tendo modulação de amplitude de multinível aplicada independentemente a cada uma das portadoras em quadratura $\cos(\omega_p t)$ e $\sin(\omega_p t)$.

A grande vantagem da modulação QAM é que, para a mesma frequência pode ser transmitida o dobro da informação devido ao facto de tanto a amplitude como a fase da portadora serem moduladas [15] (equação 4.2).

A modulação QAM pode ser: 16 QAM, 32 QAM, 64 QAM, 128 QAM, 256 QAM, 512 QAM, 1024 QAM e 2048 QAM.

4.2 Diagrama de Constelação

As técnicas de modulação digital que transportam os bits de informação na fase e/ou na amplitude de uma portadora podem ser representadas através de um diagrama vectorial chamado de diagrama de constelação ou simplesmente constelação. Este diagrama utiliza bases ortogonais para representar os símbolos da modulação num plano vectorial. As bases desse plano são a função seno e a função cosseno, pois estas funções respeitam o princípio de ortogonalidade, dado por [15]:

$$\int_0^T \sin(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt = 0 \quad (4.4)$$

onde ω_0 é a frequência angular da portadora e T o período da portadora. Assim, qualquer tipo de modulação que use variações de fase e de amplitude pode ser representado neste plano.

Na modulação QAM os símbolos são mapeados num diagrama de constelação, sendo que cada símbolo apresenta uma distância específica da origem do diagrama que representa a sua amplitude, ao contrário da modulação PSK, na qual todos os símbolos estão a igual distância da origem. Isto significa que as informações são inseridas nos parâmetros de amplitude e quadratura da onda portadora.

No entanto, para se obter uma modulação eficiente é importante que o mapeamento dos pontos da constelação seja feito de uma forma adequada. As constelações mais utilizadas são as constelações quadradas [18], pois este tipo de constelação apresenta uma boa relação entre a energia média de símbolo e a complexidade de formação da constelação. É importante citar que há estudos e propostas de constelações que possuem geometrias não quadradas que optimizam a energia média de símbolo [18]. Porém a complexidade destas constelações não justifica os ganhos obtidos em relação às constelações quadradas. As constelações não rectangulares conseguem melhores valores da taxa de erro de bit, BER (*Bit Error Rate*), no entanto são mais difíceis de modular e desmodular. A figura 12 ilustra alguns tipos de constelações QAM:

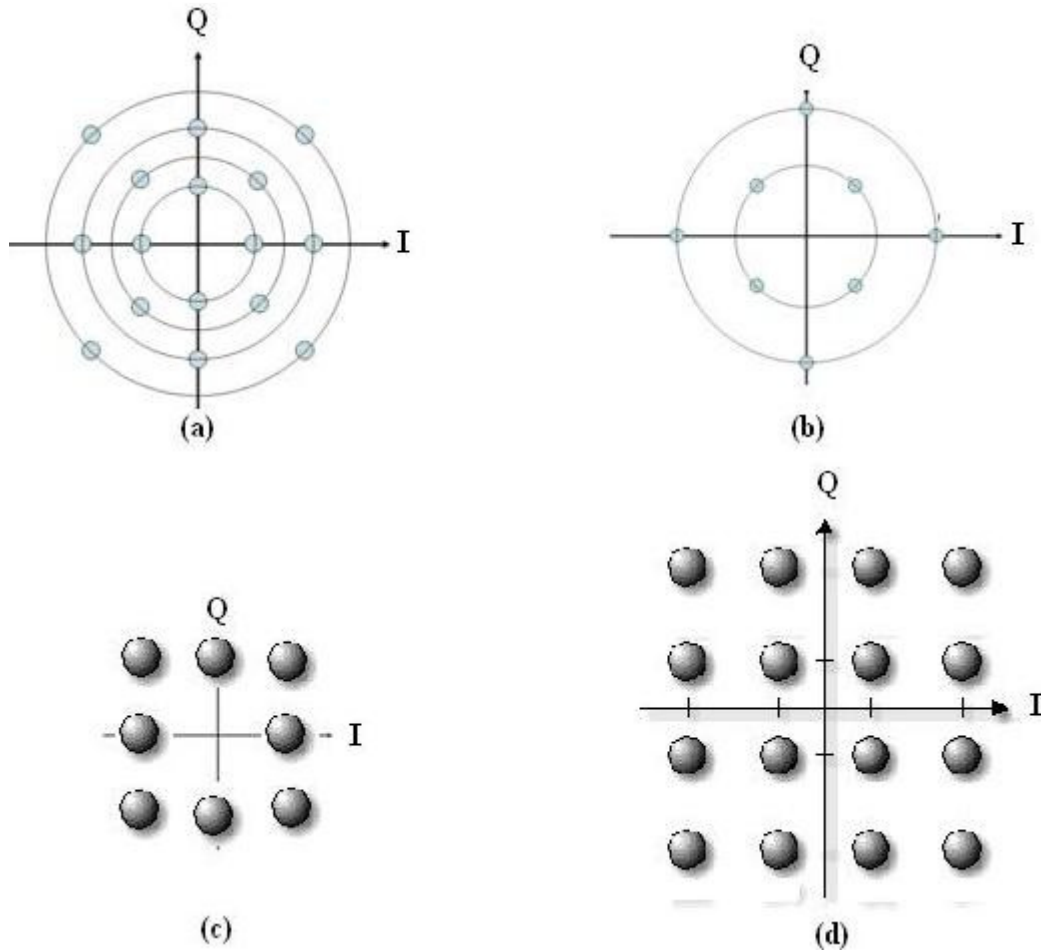


Figura 16- Exemplos de constelações QAM
 (a) constelação circular 16-QAM; (b) constelação circular 8-QAM; (c) constelação quadrada 8-QAM; (d) constelação quadrada 16-QAM.

Nas constelações o número de símbolos pode variar consoante temos modulação 8-QAM, 16-QAM, e assim sucessivamente. Esse número de símbolos M é formado a partir de um número de bits n através da seguinte relação:

$$M = 2^n \quad (4.5)$$

Assim, para 16-QAM vamos ter dezasseis símbolos, e cada símbolo é decodificado por quatro bits. O código mais utilizado neste tipo de mapeamento é o código Gray [18] [19], pois neste código apenas um bit muda entre os símbolos adjacentes. Isto minimiza a probabilidade de erros do sistema. Deu-se o exemplo de 16-QAM pois é o que se usa mais à frente nesta dissertação.

4.3 Modulador QAM

Nesta secção é apresentado, de forma sucinta, um modulador QAM.

O modulador QAM é muito idêntico ao modulador PSK uma vez que ambos os esquemas são modulados em quadratura, deriva directamente da expressão 4.1 e está apresentado na figura 13 [17][18][19]:

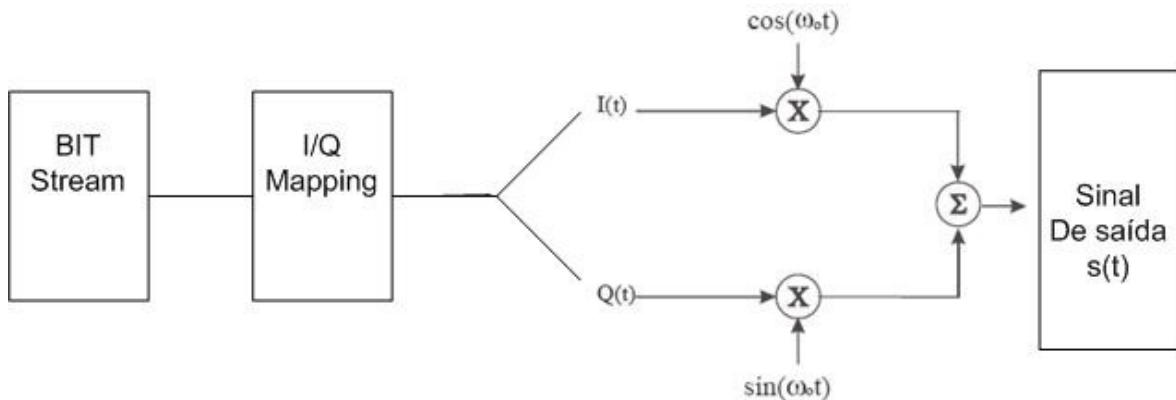


Figura 17- Modulador QAM

Numa primeira fase o fluxo de bits a ser transmitido é dividido em duas partes iguais, originando dois sinais independentes para serem transmitidos e que são codificados separadamente. Depois o sinal I (“em fase”) é multiplicado pela função cosseno, enquanto o outro sinal, o Q (“em quadratura”) é multiplicado pela função seno. Desta forma existe uma diferença de fase de 90° entre os sinais $i(t)$ e $q(t)$. Finalmente eles são simplesmente adicionados um ao outro formando o sinal $s(t)$ pronto para ser transmitido através do canal real. O sinal I/Q inicial à banda base foi transladado para a frequência do canal por onde é transmitido [15][18].

4.4 Desmodulador QAM

Depois de se ter abordado o modulador QAM, vai-se falar um pouco do sistema de recepção de sinais QAM, mais concretamente de um desmodulador QAM.

Um desmodulador QAM apenas realiza a operação inversa de um modulador. A sua estrutura básica está apresentada na figura 14 [17][18][19]:

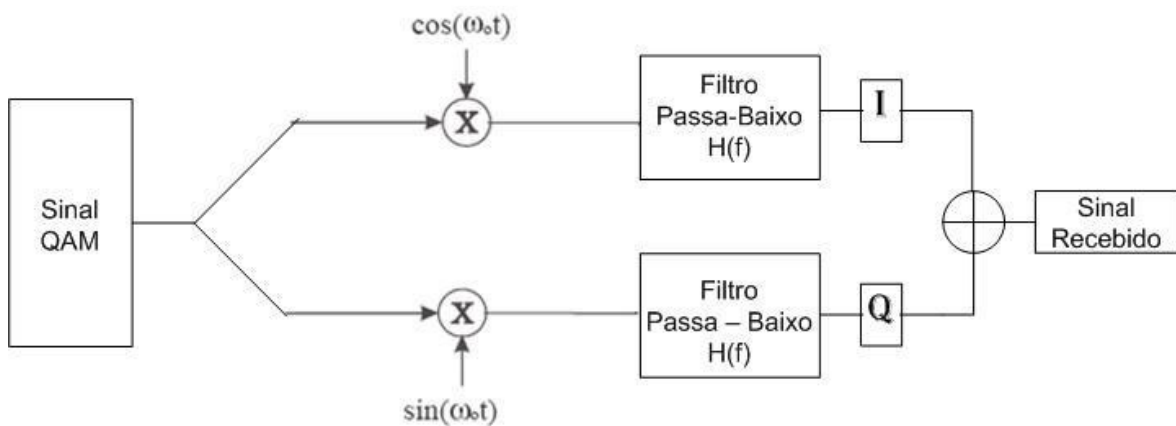


Figura 18- Desmodulador básico QAM

Este desmodulador pode ser utilizado para recuperar a informação digital contida num sinal QAM. O processo de recuperação da informação inicial processa-se de forma bastante simples. Para isso basta multiplicar o sinal QAM pela função cosseno e pela função seno. Temos assim dois ramos tal como mostra a figura. Depois basta passar cada um dos ramos por um filtro passa baixo com função de transferência $H(f)$. Desta forma temos a componente em fase, I, e a componente em quadratura, Q. Ao juntar estas duas componentes temos o nosso sinal recebido que se pode comparar com o sinal original transmitido através do cálculo da EVM, constelação, entre outros.

Na prática, existe um atraso desconhecido na fase entre o transmissor e o receptor que devem ser compensados pela sincronização do oscilador local do receptor, isto é, das funções seno e cosseno da figura acima[17][18][19]:

4.5 Medidas do desempenho

Duas medidas fundamentais do desempenho de sistemas de comunicação digitais são a taxa de erro de bit – BER (*Bit Error Rate*) – e a taxa de erro de símbolo – SER (*Symbol Error Rate*), e que representam as probabilidades de um erro ocorrer quando recebem um bit ou um símbolo transmitidos, respectivamente. Ambas são dependentes do tipo de modulação, relação sinal-ruído – SNR (*Signal to Noise Ratio*), características do canal, tipo de detecção, etc. [32]

4.5.1 Bit Error Rate - BER

Uma das mudanças que os sistemas de comunicações digitais actuais trouxeram para a engenharia de rádio é a necessidade da medida do desempenho fim-a-fim. Essa medida geralmente tem o nome de taxa de erro de bit, BER. A BER quantifica a confiabilidade de todo o sistema de rádio desde os bits de entrada até aos bits de saída, incluindo antenas, trajecto do sinal, entre outros. Neste sentido, a BER é uma medida de extrema importância e que permite avaliar a qualidade de um sinal. É um conceito simples e pode ser expresso da seguinte forma [20]:

$$BER = \frac{\text{bits de erro}}{N^{\circ} \text{ total de bits}} \quad (4.6)$$

Este valor começa a ser significativo quando pretendemos manter uma relação sinal ruído elevada na presença de transmissões imperfeitas através de circuitos (amplificadores, filtros, conversores de dados, entre outros). O principal inimigo da BER é o ruído [20].

4.5.2 Symbol Error Rate - SER

A taxa de erro de símbolo, SER, é também uma importante medida do desempenho de sistemas de comunicações digitais e, como tal, é sujeita a optimizações de diversos níveis. À semelhança do BER, o SER é um conceito simples e pode ser expresso po:

$$SER = \frac{\text{símbolos de erro}}{N^{\circ} \text{ total de símbolos}} \quad (4.7)$$

4.6 Factores de mérito

4.6.1 ACPR

Um dos parâmetros de medida extremamente importante e crítico para caracterizar a distorção de subsistemas e a interferência que um determinado sistema pode causar num sistema vizinho é o ACPR - Adjacent Channel Power Ratio [22] [23].

A distorção devido a um canal adjacente é constituída por todos os componentes de distorção existentes na localização do canal adjacente, o que significa, portanto,

interferência para um canal adjacente. Este problema não é de hoje, pelo que muitos foram os que propuseram factores de mérito para caracterizar este tipo de distorção.

Uma dessas figuras de mérito é o $ACPR_T$ (total adjacent channel power ratio), que representa a relação entre a potência total de saída medida na zona fundamental, P_o , e a potência total presente na banda inferior, P_{LA} , e superior, P_{UA} , do canal adjacente. Esta definição está ilustrada na figura 15 [22] [23].

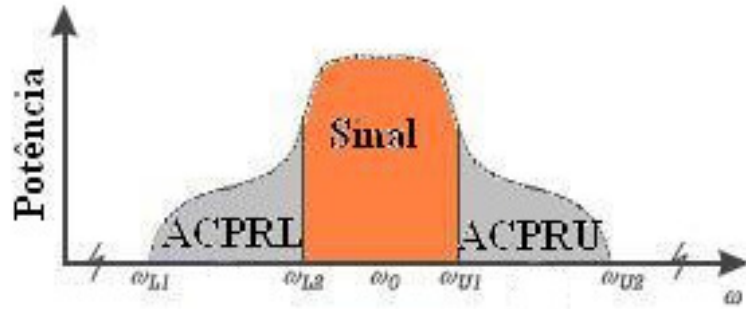


Figura 19- Ilustração do ACPR

Onde $ACPR_L$ (Adjacent Channel Power Ratio Lower) e $ACPR_R$ (Adjacent Channel Power Ratio Upper)

Neste sentido, e pelo atrás referido:

$$ACPR_T = \frac{\text{Potência do sinal de saída}}{\text{Potência Integrada no Canal Adjacente (Up e Lower)}} \quad (4.8)$$

$$= \frac{P_o}{P_{LA} + P_{UA}} = \frac{\int_{\omega_{L2}}^{\omega_{U1}} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{L1}}^{\omega_{L2}} S_o(\omega) d\omega + \int_{\omega_{U1}}^{\omega_{U2}} S_o(\omega) d\omega} \quad (4.9)$$

Se a excitação for um sinal multitom, então o espectro de saída será discreto e os integrais de (5.2) tornar-se-ão no somatório das linhas de potência devidas ao regeneramento espectral.

Se apenas os canais adjacentes inferior ou superior é que forem de real interesse, então podemos usar o ACPR (inferior ou superior) como sendo a relação entre a potência total de saída medida na zona fundamental, P_o , e a potência do canal adjacente inferior ou superior, $P_{AL/U}$ [22] [23]

$$ACPR_{L/U} \equiv \frac{P_o}{P_{AL/U}} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\int_{\omega_{L2}}^{\omega_{U1}} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{L1}}^{\omega_{L2}} S_o(\omega) d\omega} \text{ Lower} \\ \frac{\int_{\omega_{L2}}^{\omega_{U1}} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{U1}}^{\omega_{U2}} S_o(\omega) d\omega} \text{ Upper} \end{array} \right\} \quad (4.10)$$

4.6.2 EVM

As diversas tecnologias que englobam sistemas de comunicações RF partilham um aspecto em comum, o de colocar bits em portadoras e depois recuperá-los com eficiência. No entanto, este objectivo requer tempo e inteligência, aliada a boas performances dos sistemas RF.

Recordando um pouco o básico da modulação vectorial, os bits digitais são transmitidos numa portadora RF variando a fase e amplitude de tal forma que, a cada transacção do relógio, a portadora ocupa qualquer uma das várias localizações no plano I versus Q. Cada localização deste plano codifica um símbolo que consiste em um ou mais bits de dados. Um diagrama de constelação (determinado pela modulação escolhida) mostra as localizações válidas (fase e amplitude relativas à portadora) para todos os símbolos permitidos, que devem ser 2^n , sendo transmitidos n bits por símbolo. Assim, para decodificar os dados recebidos é preciso determinar exactamente a amplitude e fase do sinal recebido em cada instante [24].

O EVM (Error Vector Magnitude), ou simplesmente valor do vector de erro, é um parâmetro caracterizador da qualidade do sinal extremamente importante uma vez que ele pode fornecer bastante informação acerca do desempenho de sinais digitais modulados [24][25]. Usado de forma apropriado, o EVM e medidas relacionadas podem identificar de forma exacta o tipo de degradações presentes num sinal e podem até identificar as suas fontes para que, numa fase posterior, as causas da distorção do sinal possam ser atacadas.

A figura 16 ilustra a definição de EVM e alguns termos relacionados:

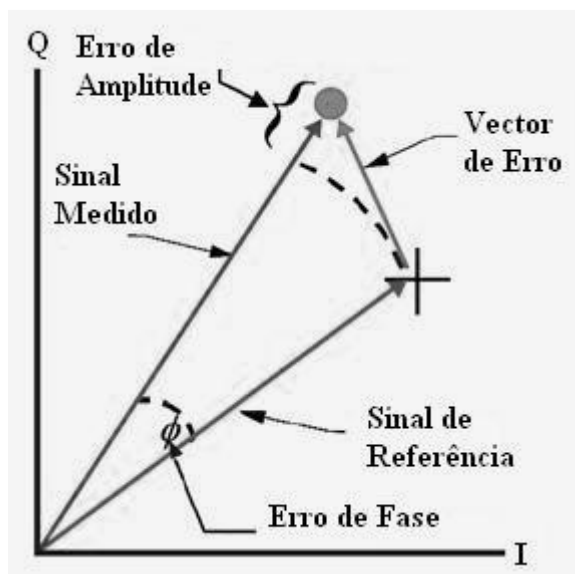


Figura 20- Representação do EVM

O sinal emitido por um transmissor ou recebido por um receptor ideais teria todos os pontos da constelação exactamente nas posições ideais, porém as várias imperfeições na implementação, tais como “leakage” na portadora, o ruído, entre outros, fazem com que os pontos reais da constelação se afastem das posições ideais. De uma forma mais simples, o EVM é a diferença entre a localização dos pontos medidos em relação à sua localização ideal, e pode ser expresso da seguinte forma [24][25]:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} [(X_i(nT) - x_i(nT))^2 + (X_q(nT) - x_q(nT))^2]}{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} [X_i^2(nT) + X_q^2(nT)]}} \quad (4.11)$$

Em que (X_i, X_q) representam os componentes em fase e quadratura de entrada, respectivamente, e (x_i, x_q) a saída correspondente.

Neste sentido, e em jeito de conclusão, o EVM é uma figura de mérito que tem uma importância reforçada hoje em dia devido ao grande uso de sinais digitais e às linearidades elevadas exigidas por eles que são especificações muito importantes de qualquer dispositivo sem fios.

4.6.3 SNR

A relação sinal ruído, muitas vezes abreviada por SNR ou S/N, é definida como sendo a relação entre a energia de um sinal e a energia do ruído que degrada a qualidade do sinal.

De uma forma mais simples, o SNR compara o nível de um sinal desejado ao nível de ruído de fundo. Quanto maior for a relação sinal ruído, menores serão os efeitos do ruído no sinal [24] [25] [26].

$$SNR = \frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \quad (4.12)$$

Tanto a energia do sinal como a energia do ruído devem ser medidas nos mesmos pontos do sistema e na mesma largura de banda do sistema.

Uma vez que muitos sinais possuem uma gama dinâmica bastante larga, o SNR geralmente é expresso numa escala logarítmica de dB's:

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{sinal}}{A_{ruído}} \right) (dB) \quad (4.13)$$

Uma das vantagens do clipping digital é que se fica a saber qual o valor máximo de pico do sinal clipado, o que possibilita que se coloque o sinal de forma a aproveitar toda a gama dinâmica. Isto torna o projecto da DAC mais fácil pois o número de bits necessários pode ser reduzido [24] [25] [26].

4.6.4 NPR (Noise Power Ratio)

A razão entre a potência do ruído e a distorção dentro do ruído – NPR (Noise Power Ratio) é um factor de mérito usado para caracterizar a distorção co-canal. Para se medir este tipo de distorção é feita com a extracção de uma banda muito estreita de sinal do centro da banda, usando-se para isso um filtro de banda estreita. Seguidamente, é medido o nível de distorção que cai nesse ponto. O NPR é definido da seguinte forma [5] [7] [9] [10]:

$$NPR = \frac{\text{Densidade Espectral de Potência do Sinal}}{\text{Densidade Espectral de Potência da distorção co-canal}} \quad (4.14)$$

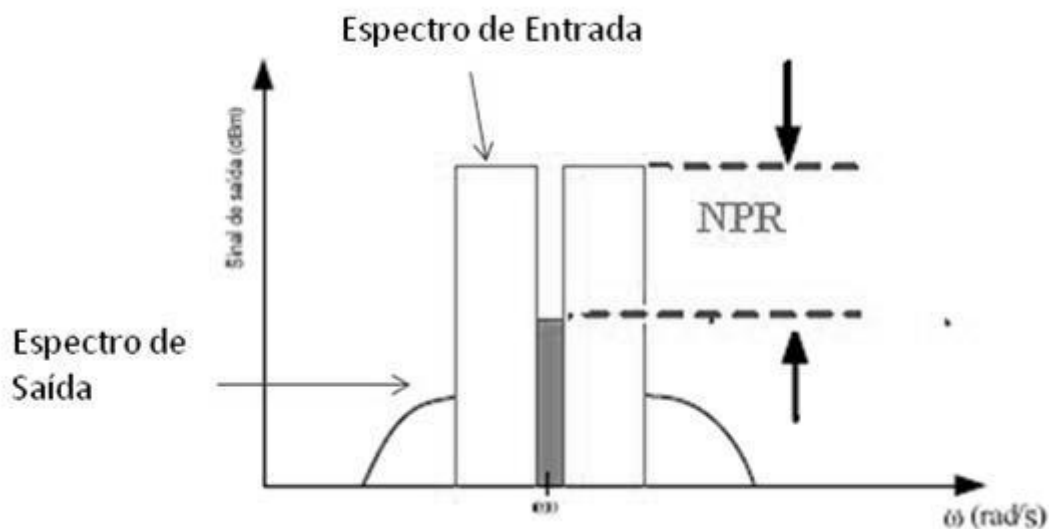


Figura 21 – Ilustração do NPR

Ao retirar-se uma banda do sinal, as suas características deste estão a ser alteradas pelo que, para que essa alteração seja insignificante, a banda deve ser a mais estreita possível.

4.6.5 C/I

Dentro de um sistema de comunicações a especificação que diz respeito à SFDR é a relação entre a portadora e interferência, C/I (Carrier to Interference). A portadora é o sinal desejado enquanto o interferente é tanto uma portadora numa banda adjacente celular como é uma portadora que caia na banda. Se um interferente é suficientemente grande, pode gerar um estímulo que surge como co-canal interferente do sinal desejado, bloqueando potencialmente a chamada desejada [2].

Desta forma, C/I é a relação entre a energia numa portadora RF e a energia da interferência no canal [2].

Todos os receptores de comunicações possuem uma C/I mínima que deve ser mantida de forma a fornecer a sua velocidade prometida, exactidão na taxa de bits, disponibilidade e para recolher 100% da informação de um sinal desejado. Este valor mínimo vem definido nos datasheets para cada modelo e tipo de modulação.

Capítulo 5

Técnicas de redução do PAR

Um dos principais factores de mérito para qualquer sistema electrónico é a sua relação sinal – ruído, SNR, pelo que os engenheiros têm concentrado grande parte das suas atenções na relação existente entre a energia do sinal e a energia do ruído, a fim de otimizar os sistemas. Neste sentido, têm-se olhado principalmente para a minimização e optimização de todos os tipos de ruídos em sistemas de comunicações. Estes ruídos advêm principalmente da distorção não-linear, ruído térmico e/ou ruído de quantização em sistemas digitais. Assim, tornou-se cada vez mais necessária uma correcta identificação das fontes de ruído, o que levou a que se comesasse a dar mais importância às características temporais dos sinais dos sistemas electrónicos, principalmente aquilo a que se chama de pico do sinal versus o seu valor médio, mais conhecido por PAR (*Peak to Average*) ou factor de pico, CF (*Crest Factor*):

Um elevado valor de PAR pode aparecer em sistemas multi-portadora e assim degradar o SNDR o que levou a que a comunidade científica comesasse a procurar maneiras para o minimizar. Nesse campo existe já um vasto trabalho desenvolvido. As técnicas de redução do PAR podem ir desde esquemas baseados em hardware até esquemas baseados exclusivamente em software. Neste capítulo é dada a conhecer um pouco a problemática do PAR bem como duas técnicas de clipping, que mais tarde irão ser simuladas e testadas.

5.1 PAPR

Nos tempos mais recentes tem-se assistido a um evoluir crescente dos sistemas de comunicação baseados em sinais multi-portadora. Desses sistemas destacam-se as redes locais sem fios (WLAN IEEE 802.11^a), redes metropolitanas sem fios (WLAN IEEE 802.16.a), emissão de áudio digital, DAB (Digital Audio Broadcasting), emissão de vídeo digital, DVB-T (Digital Video Broadcasting) [27] [5].

No entanto, sabe-se que uma das principais desvantagens de sistemas baseados em modulação multi-portadora tais como OFDM, QAM, entre outros é a elevada relação entre a energia de pico e energia média do sinal – PAPR (*Peak to Average Power Ratio*). O sinal com elevados picos pode ser obtido através da sobreposição construtiva das portadoras. Desta forma, o PAPR é linearmente dependente do número de portadoras.

Como o PAPR depende, de forma linear, do número de portadoras, se N portadoras forem somadas de forma coerente (as portadoras têm o mesmo número de símbolos), a energia de pico é N vezes superior à energia média no caso do sinal à banda base. O PAPR de um sinal x_τ onde τ é usado para representar o domínio contínuo no tempo, t , bem como o domínio discreto no tempo, n pode ser definido como [27]:

$$PAPR\{x_\tau|\tau\} = \frac{\max|x_\tau|^2}{E\{|x_\tau|^2\}} \quad (5.1)$$

onde $\max|x_\tau|^2$ é a energia máxima instantânea e $E\{|x_\tau|^2\}$ é a energia média do símbolo transmitido no intervalo τ .

O facto de haver picos elevados a ocorrer de forma irregular traz exigências ao nível dos amplificadores de potência e conversores de dados, DAC e ADC, uma vez que estes podem operar de forma incorrecta [2][7][9].

Este facto separou o estudo do PAPR em duas direcções: uma completamente direccionada para a identificação do sistema, e outra relacionada com os sistemas de comunicações. Apesar de se concentrarem em cenários diferentes, estas duas áreas de estudo complementam-se de certa forma, uma vez que ambas procuram a minimização dos picos das formas de onda no domínio do tempo.

Neste sentido, e com o objectivo de solucionar e minimizar os efeitos de elevados PAPR's, a comunidade científica tem concentrado esforços para desenvolver técnicas para

esse efeito. Já existe uma grande panóplia de técnicas. São elas: hardclipping, mapeamento selectivo, sequencias parcialmente transmitidas, reserva de tons, injeção de tons, entre outras [28].

5.2 Hard clipping

Esta técnica efectua o clipping da envolvente do sinal complexo à banda base. O clipping à banda base é um mecanismo extremamente utilizado para reduzir o PAR (*Peak To Average Ratio*) em sinais multi-portadora uma vez que pode conseguir bons resultados e é muito menos complexa de implementar. Tipicamente esta técnica consiste numa função de clipping que vai actuar no sinal à banda base. No caso mais simples o clipping é feito de uma forma abrupta, “hard-clipping” (figura 21), no entanto, um clipping com características mais suaves, soft-clipping, também pode ser implementado [5][29][30].

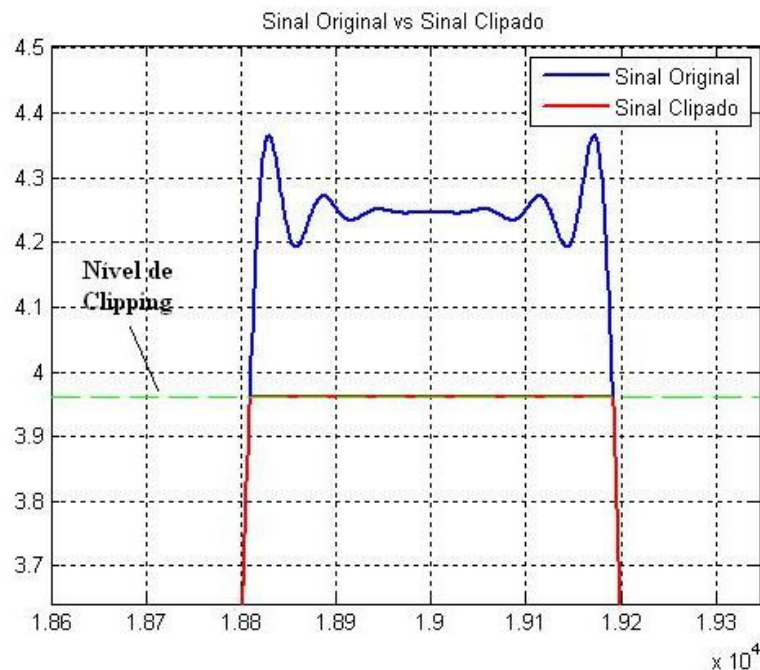


Figura 22- Ilustração do hard-clipping.

Uma das vantagens de efectuar o clipping à banda base é que este não afecta as propriedades espectrais do sinal, desde que se realize uma filtragem do sinal depois da operação do clipping [29]

No entanto o clipping aumenta a largura de banda ocupada ao mesmo tempo que degrada significativamente a distorção na banda, conduzindo ao aumento do BER devido à sua natural não linearidade.

Nesta técnica, se o sinal está abaixo de um determinado nível, então nada se altera, no entanto, se ele passar acima desse nível, então deve ser clipado como mostra a expressão:

$$y = \begin{cases} x, & |x| \leq A \\ Ae^{j\phi(x)}, & |x| \geq A \end{cases} \quad (5.2)$$

onde $\phi(x)$ é a fase do sinal x [5][29][30].

Este sinal ao ser clipado vai passar a ter um valor absoluto máximo de A como pode ser mostrado na figura 22.

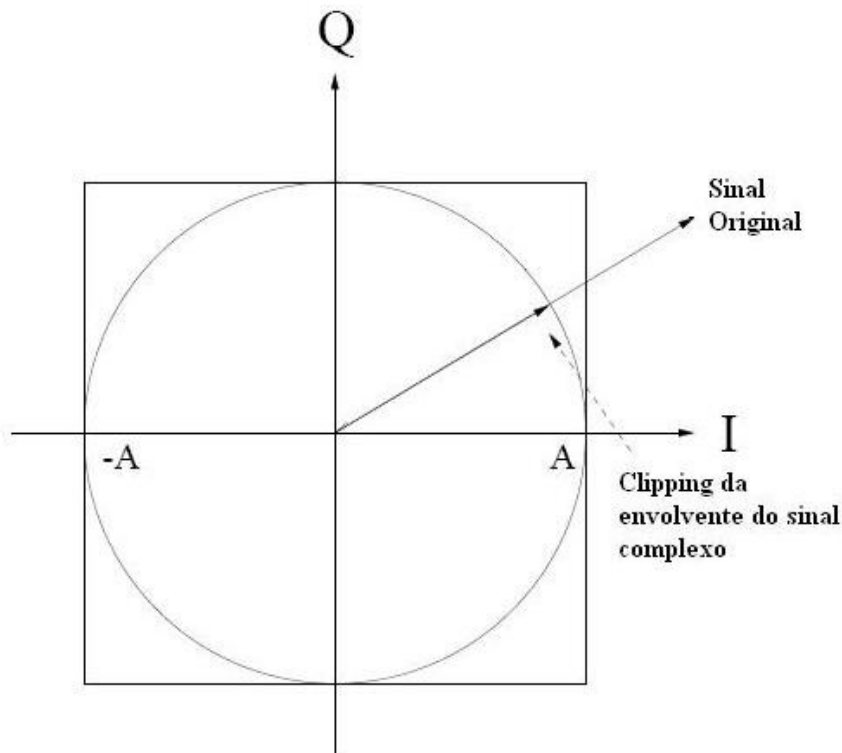


Figura 23 - Constelação do sinal clipado.

O principal problema desta técnica é que de certa forma está a distorcer o sinal gerando distorção não-linear na banda e fora dela. A distorção na banda não pode ser filtrada.

A distorção fora da banda, normalmente chamado de regeneramento espectral (do termo inglês spectral regrowth) pode ser filtrada, mas o processo de filtragem poderá aumentar novamente o PAR [5]. É por isso que alguns algoritmos são usados sequencialmente com o

clipping e a filtragem de forma a convergirem para um valor mínimo de PAR. Esta técnica também pode ser usada em conjunto com outras técnicas.

5.3 Soft clipping

Esta técnica reduz de forma selectiva o PAPR de sinais digitais de banda larga que estejam no formato complexo, I e Q, como aqueles usados em CDMA, 3G e aplicações sem fios.

Para isso, ela usa a injeção de pulsos em conjunto com clipping digital para diminuir o PAPR e assim obter resultados óptimos [31]. Esta técnica difere do hard-clipping uma vez que o corte passa a ser feito de uma forma mais suave, mantendo, inclusive, a forma do sinal original.

No que diz respeito ao seu funcionamento, esta técnica identifica os picos do sinal de entrada que estão acima de um determinado nível. A localização destes picos é usada para gerar um sinal de “cancelamento” que vai cancelar o pico existente [31]. Este processo está ilustrado na figura 23:

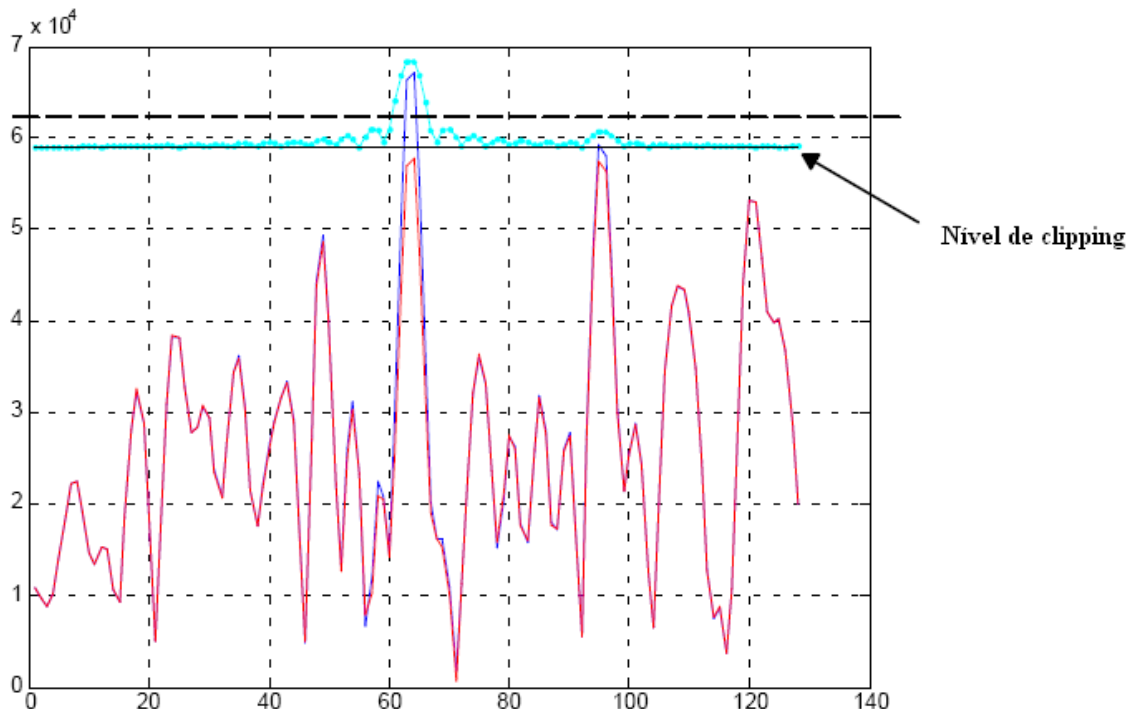


Figura 24 – Ilustração do Soft-Clipping

O sinal complexo de entrada está representado a azul escuro e o sinal após ser efectuado o clipping está representado a vermelho. Podemos verificar que o sinal a vermelho, para além de ver o seu pico reduzido, apresenta a mesma forma que o sinal original.

A quantidade de distorção na banda aumenta à medida que diminuímos o PAPR do sinal de saída, uma vez que, quanto menor for o nível de clipping, mais picos tem que ser cancelados, e consequentemente, mais energia é necessária, aumentando os níveis de distorção [31].

De referir também que os sinais de cancelamento tanto podem ser complexos ou reais. Sinais de cancelamento reais são usados quando o espectro do sinal de entrada é simétrico, enquanto que sinais de cancelamento complexos são usados quando o espectro do sinal de entrada é assimétrico.

Capítulo 6

Simulações & Resultados Práticos

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos referentes a cada uma das técnicas abordadas no capítulo anterior. Estas duas técnicas foram simuladas em MatLab e numa fase posterior foram medidas em laboratório.

Por questões de simplicidade, este capítulo está subdividido em duas partes, uma para a técnica “hard-clipping” e outra para a técnica “soft-clipping”. Em cada um destes subcapítulos é feita uma breve descrição das condições em que foram feitas quer as simulações, quer as medidas no laboratório. Os resultados obtidos são também apresentados.

Os sinais usados na aplicação destas técnicas foram sinais modulados 16-QAM gerados no MatLab. Para isso usou-se um algoritmo que fosse capaz de simular todo o sistema de modulação e desmodulação dos sinais QAM, para que no fim fosse possível avaliar sobre o desempenho do sistema e o impacto que o clipping tem nestes sinais.

Convém relembrar que o clipping é feito na envolvente do sinal complexo $I + jQ$ à banda base, no caso da técnica “hard-clipping”, e a RF no caso da técnica “soft-clipping”.

O modulador e o desmodulador implementados estão apresentados nas figuras 24 e 25:

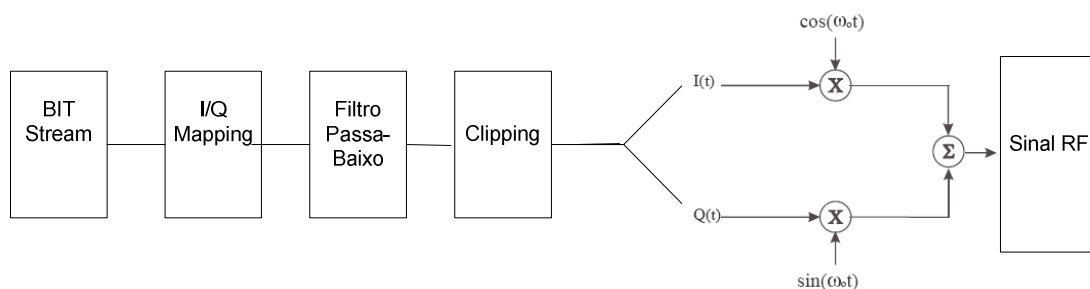


Figura 25 – Modulador QAM

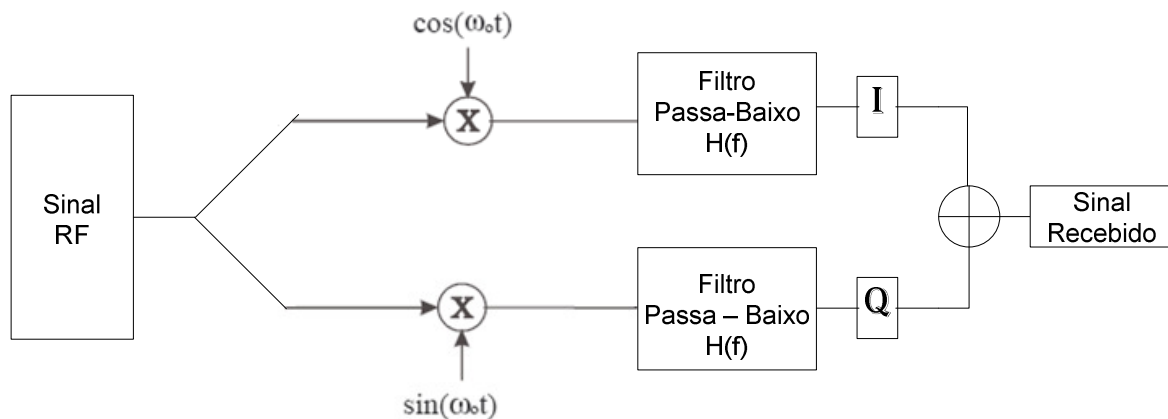


Figura 26 – Desmodulador QAM

O sinal modulado QAM foi gerado usando a função *qammod* do MatLab. Esta função gera a envolvente complexa modulada de um sinal usando modulação QAM. Este sinal gerado ideal é portanto o sinal original de entrada do sistema. Pode-se verificar que realmente se simulou um sinal 16-QAM ideal através da visualização do seu diagrama de constelação:

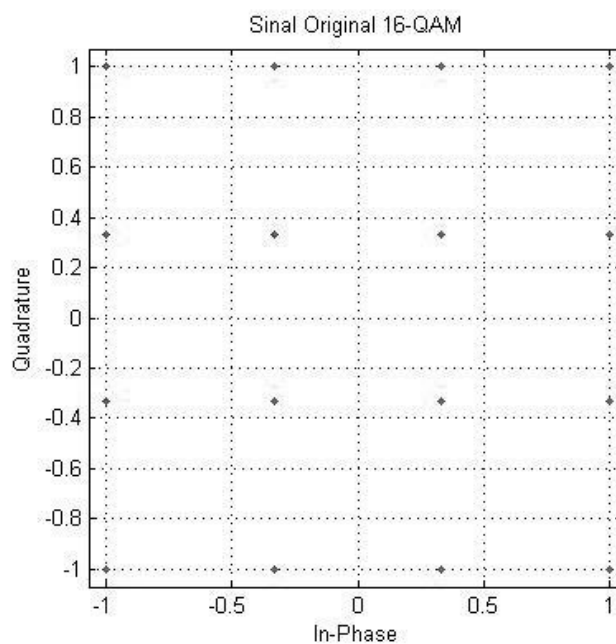


Figura 27 – Constelação do sinal original

Como se pode verificar os símbolos encontram-se nas posições ideais. Temos 16 posições diferentes uma vez que se tratam de sinais 16-QAM.

Depois de se ter feito este mapeamento no plano complexo I/Q efectua-se uma filtragem do sinal antes de o clipar. O filtro usado é um filtro FIR passa-baixo e foi ali colocado para conseguirmos transmitir um sinal o mais perfeito possível, com a menor quantidade de ruído.

Seguidamente efectua-se o clipping da envolvente do sinal à banda base e cada uma das componentes I e Q do sinal são multiplicadas pela função cosseno e seno, respectivamente. Esta operação visa colocar o sinal numa portadora RF para ser enviado através do canal de transmissão.

Até aqui foi descrito o sistema de transmissão. Agora vai ser apresentado o sistema de recepção, que consiste no desmodulador da figura 25. O sinal recebido é colocado à banda base e depois cada uma das componentes I e Q é filtrada para eliminar todo o “lixo” do sinal. Depois é só juntar cada uma das componentes e temos o sinal recebido.

O esquema usado na prática foi:

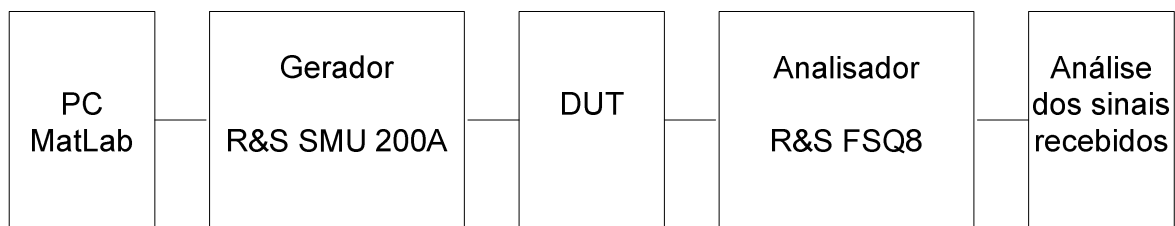


Figura 28 – Montagem usada na prática

Os sinais 16-QAM gerados e clipados no MatLab são enviados via conexão USB-GPIB para o gerador. Depois passam por um dispositivo de teste (neste caso era um cabo coaxial), que representa o canal de transmissão, em direcção ao analisador. Os sinais recebidos pelo analisador, que vêm já à banda base, são importados para o computador a fim de serem processados.

Para avaliar o desempenho do sistema implementado bem como o impacto de ambas as técnicas de clipping em sinais 16-QAM foram usados alguns factores de mérito tais como: EVM, ACPR, PAPR, diagrama de constelações, espectros...

6.1 Hard clipping

Nesta secção são apresentados os resultados para a técnica “hard-clipping”. Tanto nas simulações como nos resultados práticos o clipping foi feito em relação ao valor máximo de pico do sinal original de entrada, isto é, entre 0 a 50% do valor máximo de pico do sinal de entrada.

6.1.1 PAPR

Variação do PAPR do sinal original e do sinal clipado em função do nível de clipping.

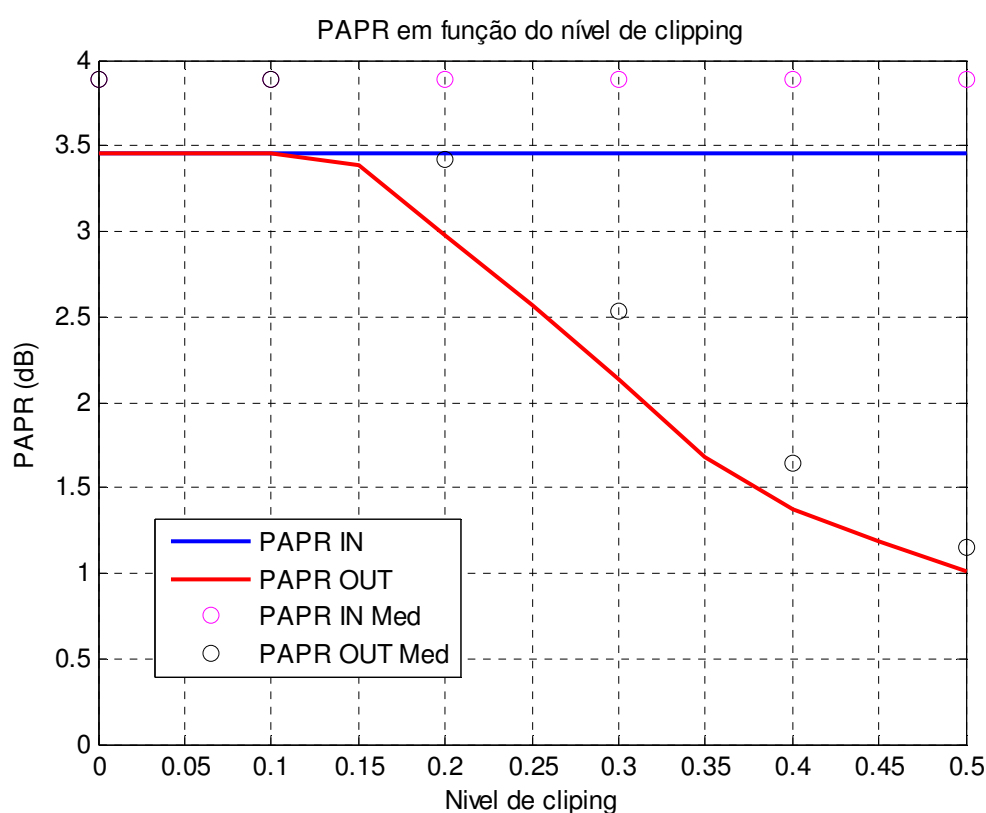


Figura 29 – PAPR em função do nível de clipping

O “PAPR IN” representa o PAPR do sinal original sem clipping e o “PAPR OUT” representa o PAPR do sinal quando clipado num determinado nível. Os pontos marcados com ‘o’ representam os valores obtidos na prática.

Verifica-se que tanto nas simulações como nos resultados práticos o PAPR diminui à medida que o clipping aumenta. Embora o “PAPR IN” dos sinais simulados e medidos na prática não seja igual, este comporta-se da mesma forma quando ocorre clipping.

6.1.2 EVM

Tal como referido no capítulo 4, o valor do vector de erro é um parâmetro caracterizador da qualidade do sinal extremamente importante uma vez que ele pode fornecer bastante informação acerca do desempenho de sinais digitais modulados. Por isso era indispensável quantificar este parâmetro no nosso sistema. Os resultados obtidos estão apresentados na figura seguinte:

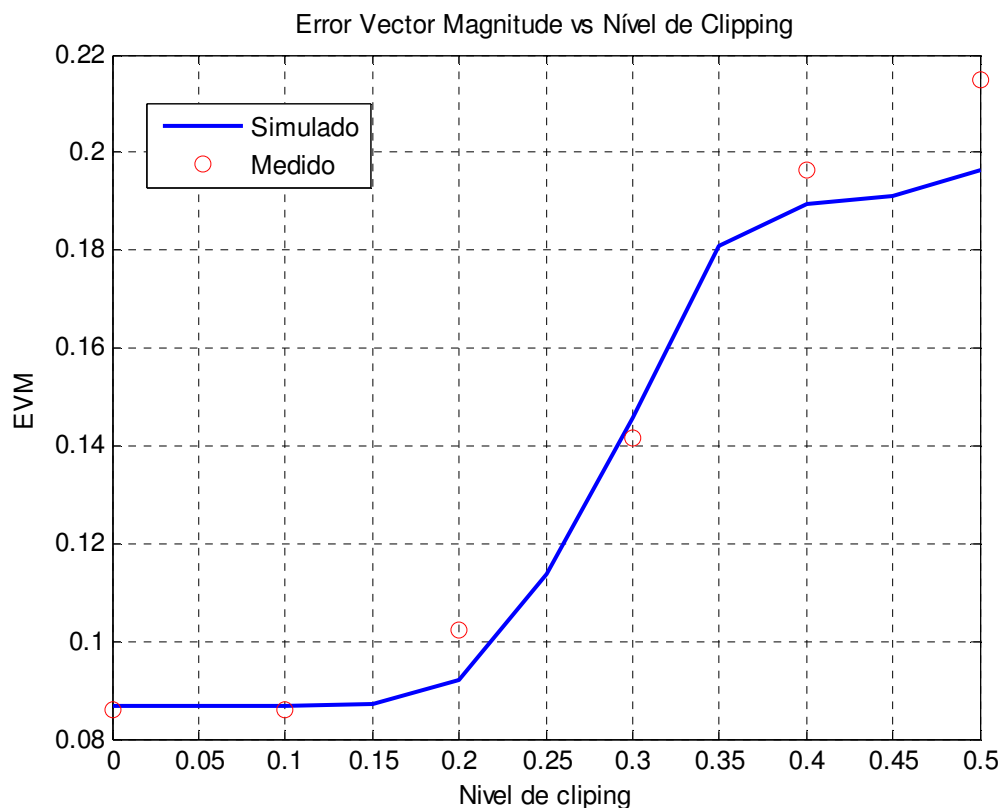


Figura 30 - EVM

O comportamento da EVM tanto nas simulações como na prática é idêntico. Os resultados medidos na prática vêm confirmar o que foi obtido por simulação dada a grande proximidade nos valores. Valores baixos de EVM significam que o sinal recebido está muito próximo do sinal enviado. No entanto, valores altos de EVM representam degradação no sinal recebido, perdendo informação e qualidade. Daqui se conclui que a EVM aumenta à medida que se aumenta o clipping no sinal

6.1.3 Espectros

Espectros do sinal original e quando efectuamos clipping a esse mesmo sinal.

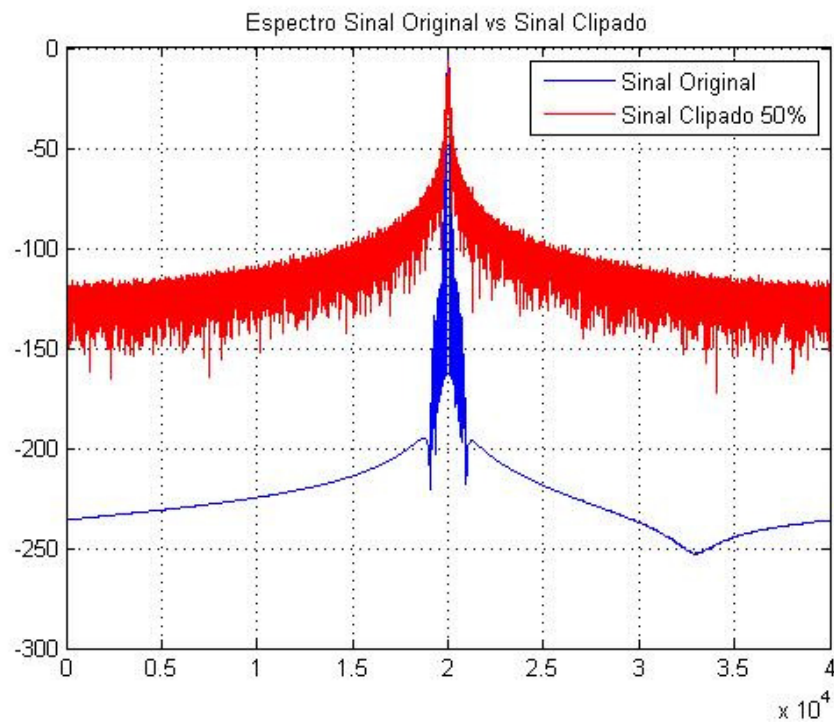


Figura 31 – Espectro com 50% de clipping

Ampliando o gráfico da figura 37 na banda do sinal temos:

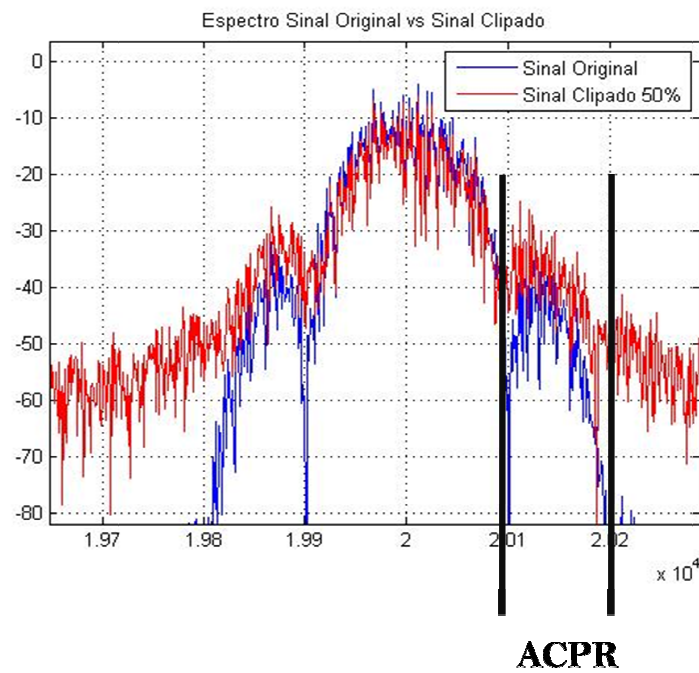


Figura 32 – Espectro ampliado com 50% de clipping

A principal conclusão que se retira ao analisar o espectro dos dois sinais é que o clipping introduz um elevado nível de distorção na banda adjacente, nível esse que é tanto maior, quanto maior for o clipping efectuado no sinal original. Utilizou-se o maior nível de clipping usado neste trabalho para se poder verificar com maior clareza o impacto que o clipping tem no sinal ao nível da introdução de distorção na banda adjacente.

6.1.4 ACPR

Outro parâmetro de medida extremamente importante que não podia deixar de ser medido é o ACPR.

A partir dele vamos poder caracterizar a distorção do subsistema bem como a interferência que um determinado sistema pode causar num sistema vizinho. Convém referir que o ACPR foi medido na banda adjacente marcada na Figura 32 – Espectro ampliado com 50% de clipping. Os resultados obtidos foram os seguintes:

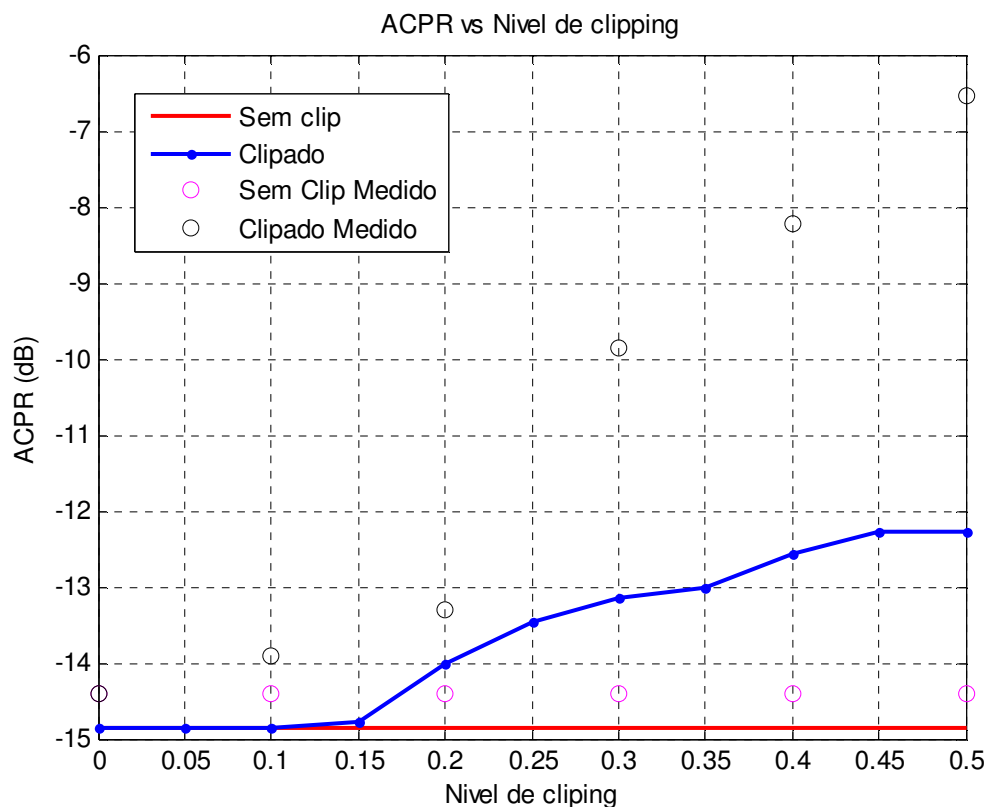


Figura 33 - ACPR

Pelos resultados obtidos verifica-se que, se não se efectuar clipping, o ACPR mantém-se constante. Pequenas variações poder-se-ão dever a ruído. No entanto, se efectuarmos

clipping isso já não se verifica. Tanto nas simulações como nos resultados práticos verifica-se um aumento do ACPR. Este disparo é maior nos resultados obtidos na prática do que nas simulações, o que não é de estranhar, uma vez que nas simulações o sistema é ideal, ou então muito próximo disso. A grande conclusão que se retira desta medida é que o clipping introduz distorção. Essa distorção é tanto maior, quanto maior for o clipping no sinal.

6.1.5 Constelações

Nesta secção são apresentadas os diagramas de constelação dos sinais simulados e dos medidos na prática. Em cada diagrama de constelação estão representados o sinal original (que é ideal) e o sinal recebido depois de ser clipado e ter passado por todo o sistema. Pretende-se com isto avaliar o comportamento do diagrama de constelação quando se efectua clipping e ao mesmo tempo verificar se estamos a desmodular bem o sinal recebido. Apenas vão ser mostrados os diagramas de constelações para um nível de clipping de 20%, 50% e sem clipping.

Sem clipping

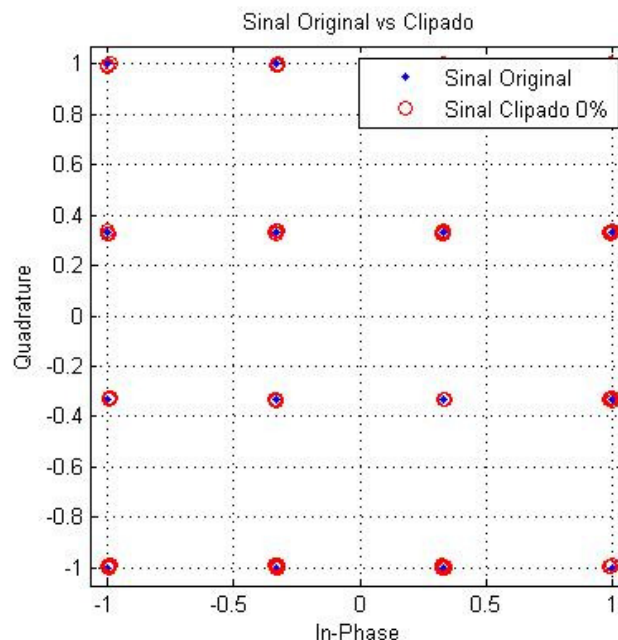


Figura 34 – Constelação simulada

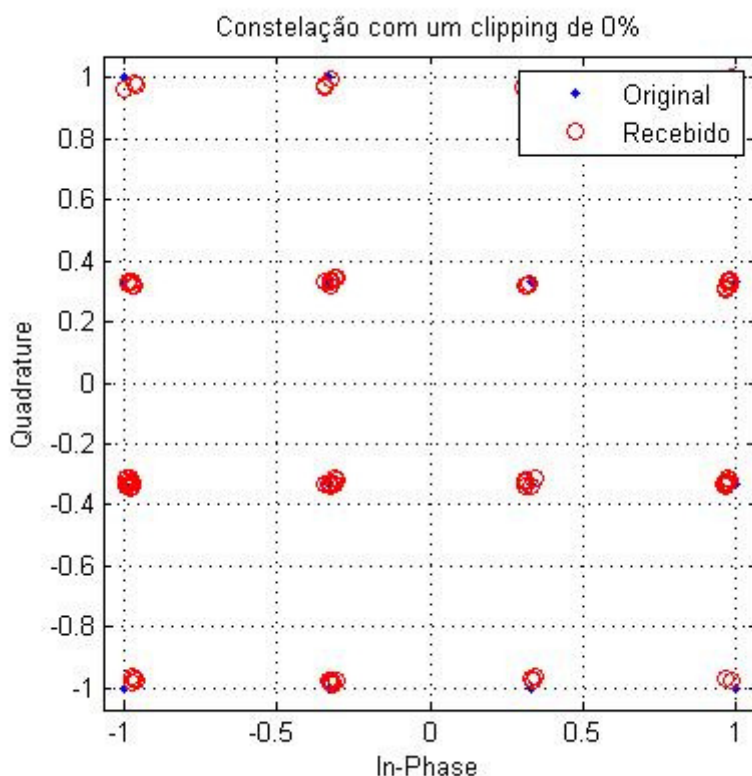


Figura 35 – Constelação obtida na prática

Na constelação obtida por simulação e sem efectuar clipping pode-se verificar que o sinal recebido (a vermelho) é quase igual ao sinal original enviado (que é ideal), o que seria de esperar pois não se efectua clipping. Outra conclusão que se pode retirar é que o desmodulador simulado se comporta de forma adequada.

No que diz respeito aos resultados obtidos na prática acontece o mesmo que na simulação, mas nota-se que alguns símbolos já fogem um pouco da posição ideal. Este facto pode dever-se ao canal de transmissão ou a uma não tão perfeita filtragem do sinal recebido.

Clipping de 20%

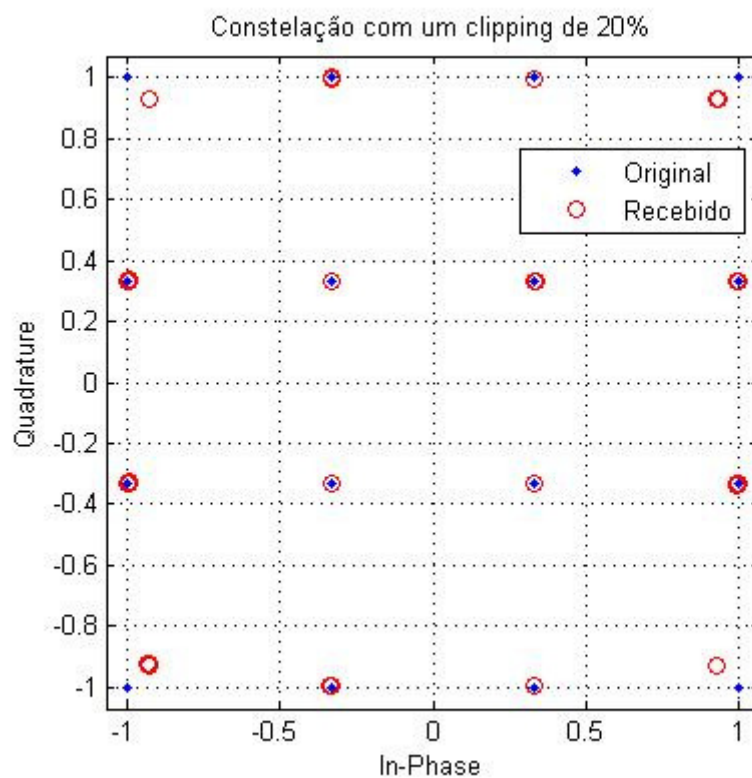


Figura 36 – Constelação simulada

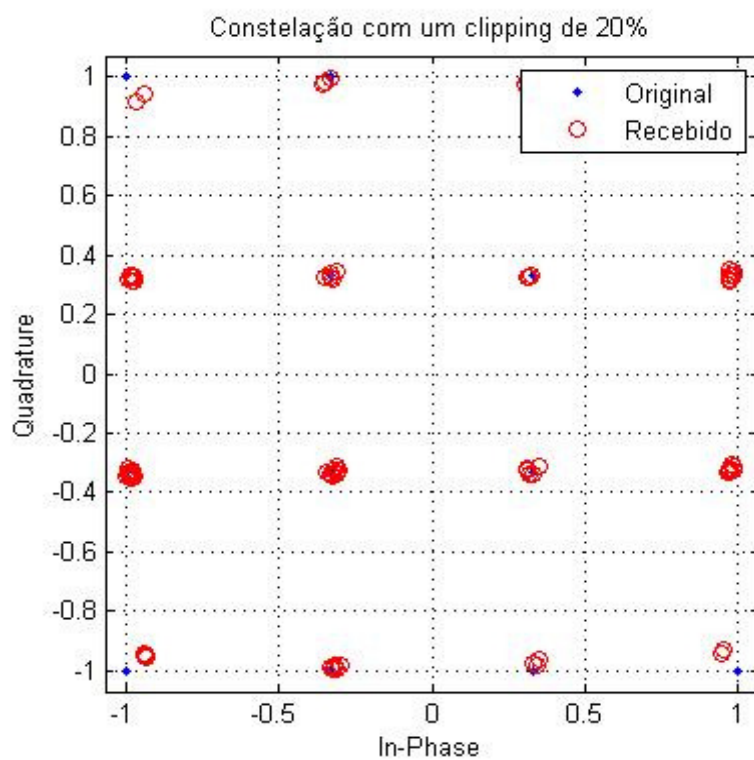


Figura 37 – Constelação obtida na prática

Neste caso verifica-se que os resultados simulados e os obtidos na prática se encontram, uma vez mais, próximos. Com um clipping de 20% já se nota uma pequena alteração no diagrama de constelação. O diagrama de constelação começa a ter uma forma arredondada e os símbolos tendem a ficar mais interiores uma vez que ao fazermos clipping estamos a limitar a amplitude do sinal. Este facto é mais visível com um clipping de 50% como poderemos observar a seguir.

Clipping de 50%

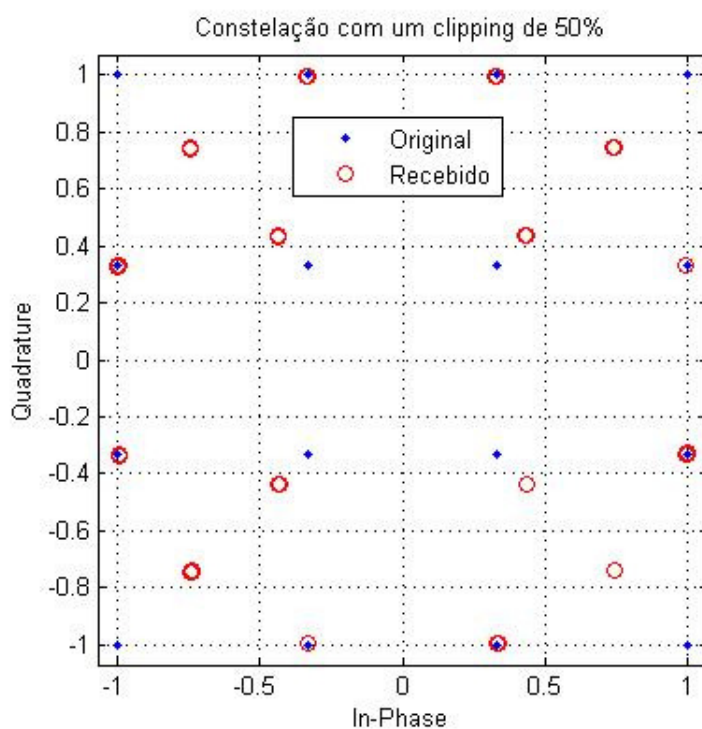


Figura 38 – Constelação simulada

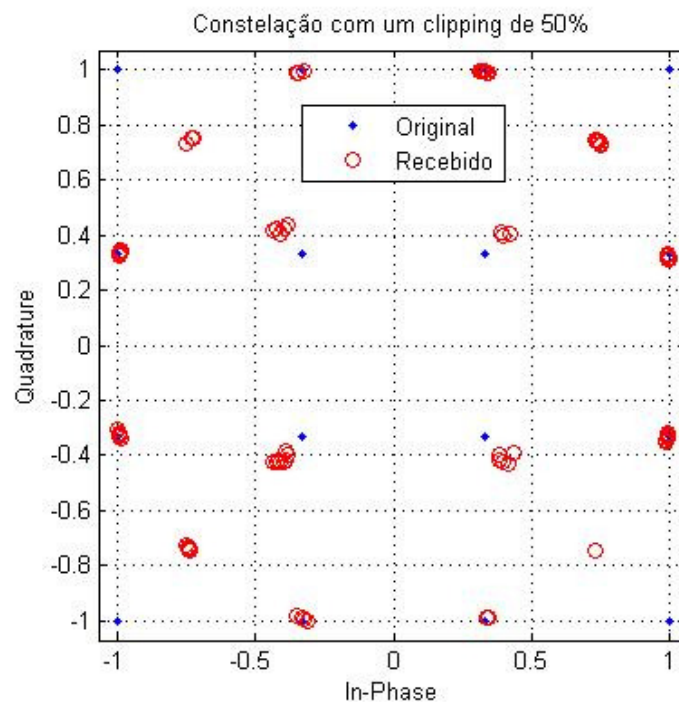


Figura 39 – Constelação obtida na prática

Mais uma vez os resultados obtidos na prática aproximam-se dos simulados. O problema referido no caso anterior é bem mais grave, uma vez que há mais símbolos a fugirem das suas posições.

Depois da visualização dos diagramas de constelação é bem patente o impacto negativo que o clipping tem nos sinais.

6.2 Soft clipping

Esta técnica, tal como explicado no capítulo 5 efectua o clipping de uma forma mais suave, mantendo também a forma igual à do sinal antes de ser clipado (figura 40). Nesta técnica o clipping não é feito à banda base mas sim a RF. Nas simulações o clipping foi feito como na técnica anterior, para níveis entre 0% e 50% do máximo valor de pico do sinal. No entanto, na prática, entre o gerador e o analisador colocou-se um amplificador de baixo ruído, LNA (*Low-Noise Amplifier*) (Figura 42 – Montagem usada na prática para o “soft-clipping”). Desta forma, não se variou o nível de clipping mas sim a potência do sinal, P_{in} (dBm). A resposta do LNA está representada na figura 41. Ele tem um ganho de aproximadamente 24 dB e a partir de sinais com potência de saída superiores a 9dB (potência de entrada superiores a -15dBm), o sinal começa a ser clipado devido a saturação

do LNA. A zona de funcionamento em que foi usado o LNA está representada a vermelho na figura 41. Efectuaram-se medidas para sinais com uma potência P_{in} a variar de -20dBm até -10dBm. É de esperar que, a partir de uma P_{in} de -15dBm o sinal à saída comece a ser clipado, uma vez que a potência de saída será superior a 9dBm. Convém referir uma vez mais que as simulações foram feitas em função no nível de clipping e as medidas em função do valor da potência do sinal de entrada, P_{in} , uma vez que não se conseguiu encontrar uma relação entre P_{in} e o nível de clipping.

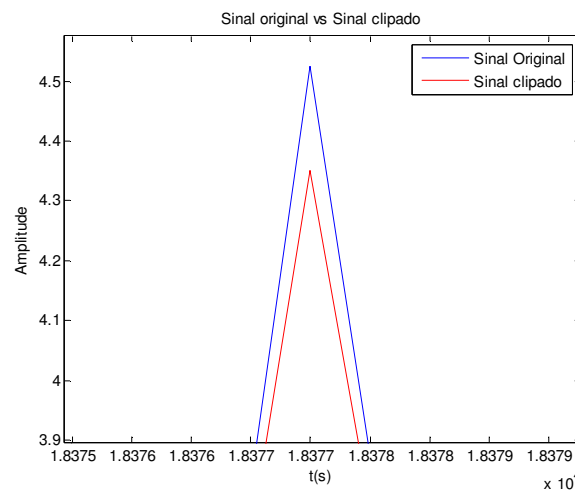


Figura 40 – Ilustração do “soft clipping”

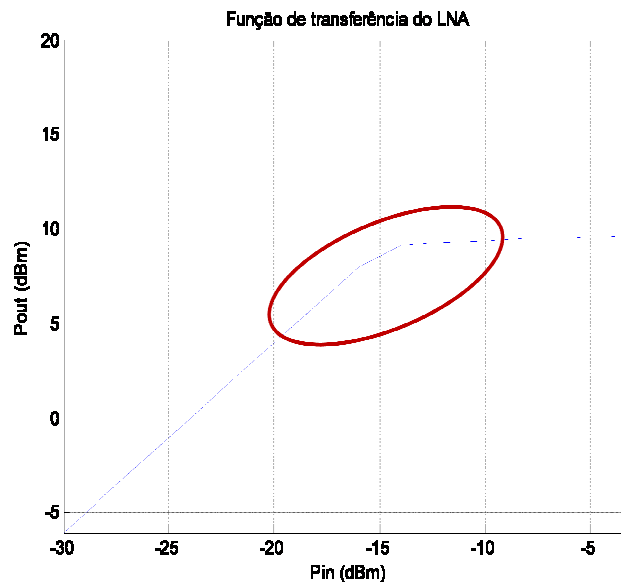


Figura 41 – Resposta do LNA

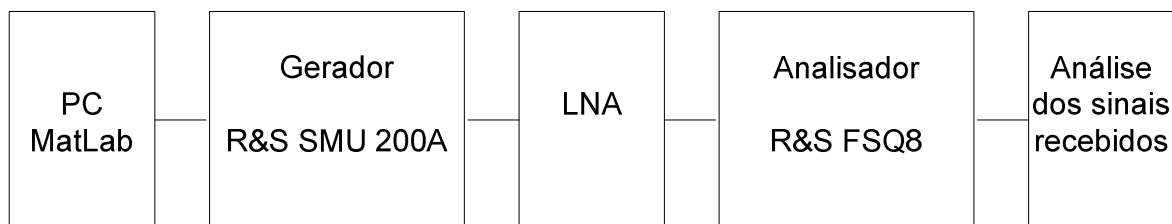


Figura 42 – Montagem usada na prática para o “soft-clipping”

De seguida são apresentados os resultados obtidos para a técnica de “soft-clipping”. Os parâmetros medidos foram os mesmos que para a técnica de clipping testada anteriormente.

6.2.1 PAPR

Variação do PAPR do sinal original e do sinal clipado em função do nível de clipping.

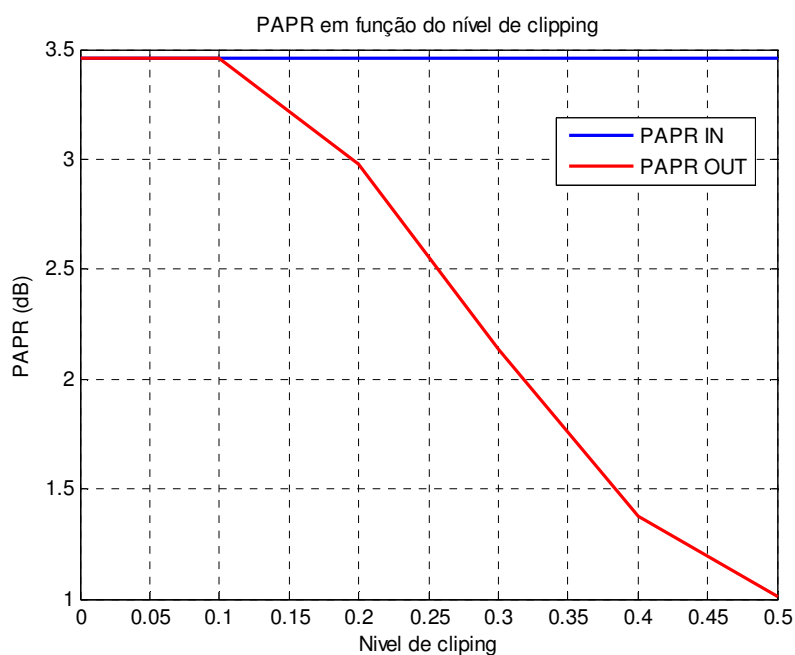


Figura 43 – PAPR simulado

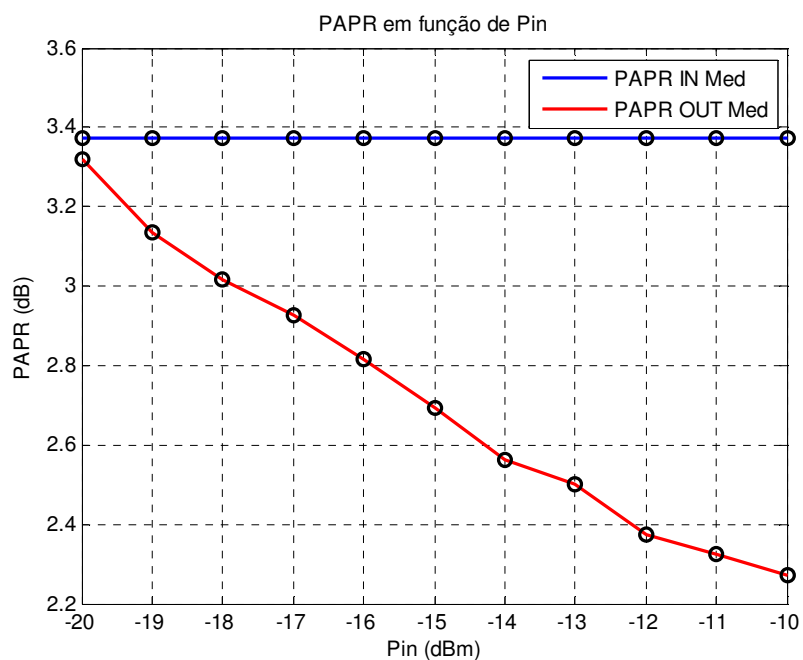


Figura 44 – PAPR medido

Tanto nas simulações como nos resultados obtidos na prática verifica-se o comportamento esperado para o PAPR, ou seja, o PAPR diminui à medida que se faz clipping no sinal.

6.2.2 EVM

Valores obtidos para o EVM por simulação e obtidos na prática:

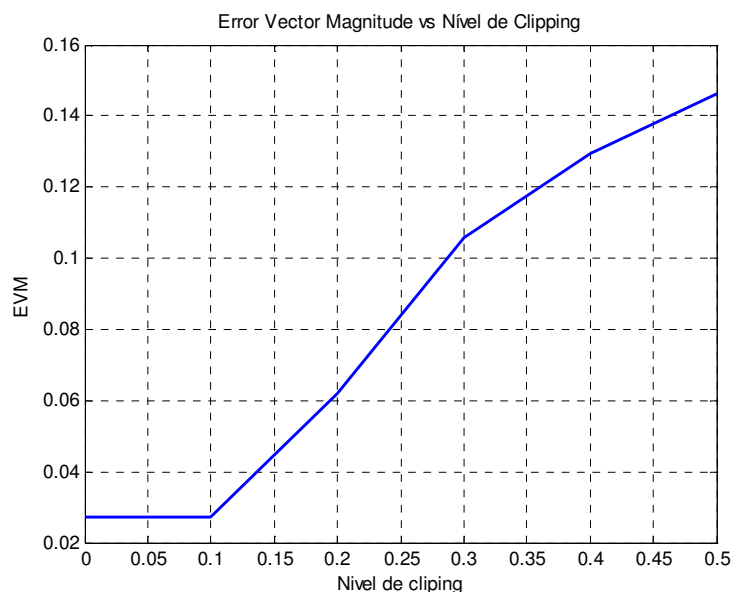


Figura 45 – EVM simulada

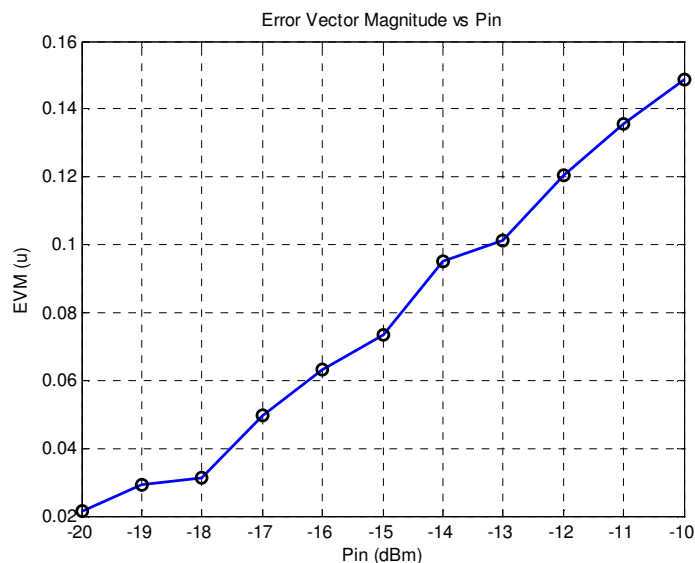


Figura 46 – EVM obtida na prática

No que diz respeito à EVM, e em conformidade com o que se obteve para o “hard-clipping”, verifica-se que este aumenta à medida que se faz clipping no sinal. Tanto nas simulações como na prática, a EVM apresenta um comportamento semelhante. É preciso ter em conta um aspecto importante nos resultados práticos: o valor do vector de erro é muito próximo de zero para um valor de Pin inferior a -16dBm. A partir desse valor de Pin, o vector de erro aumenta mais rapidamente. Isso advém do facto de que, para valores

superiores a -15dBm ($P_{\text{out}} \geq 9\text{dBm}$), o LNA começa a efectuar clipping no sinal degradando-o e, consequentemente, disparando os valores do vector de erro.

A grande conclusão que se retira ao avaliar os resultados do vector de erro para ambas as técnicas usadas é que o “soft-clipping” apresenta melhores resultados que o “hard-clipping”.

6.2.3 Espectros

Espectros do sinal original e quando efectuamos clipping a esse mesmo sinal.

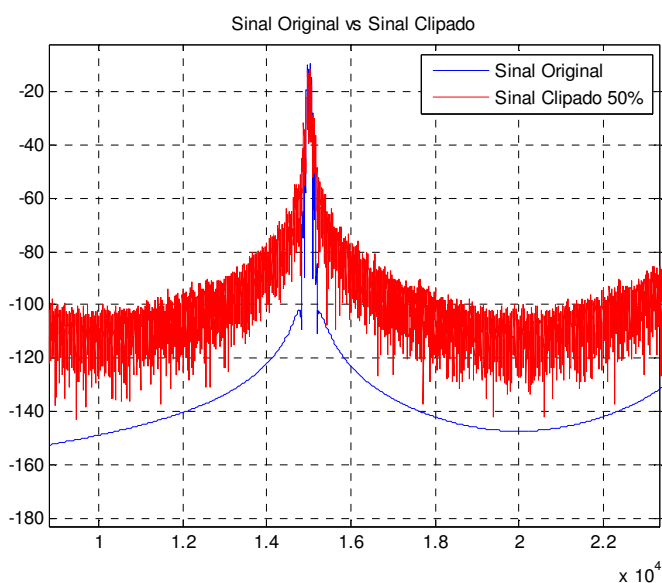


Figura 47 – Espectro com 50% de clipping

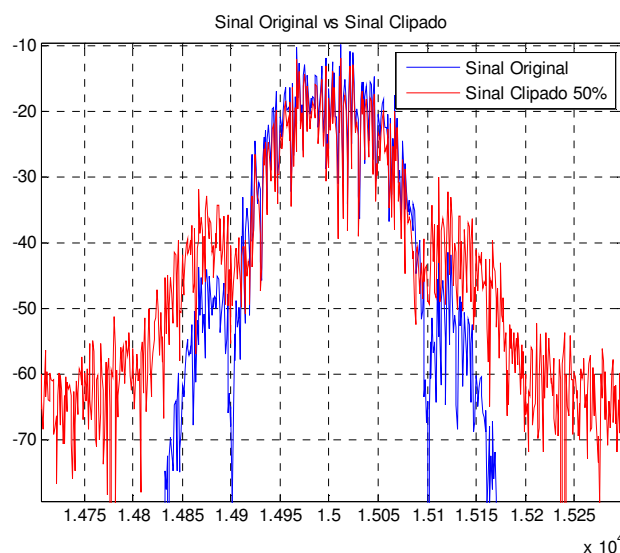


Figura 48 – Espectro ampliado com 50% de clipping

Mais uma vez é bem visível a distorção que o clipping introduz na banda adjacente do sinal.

6.2.4 ACPR

À semelhança do que aconteceu no “hard-clipping”, o ACPR foi medido na mesma banda apresentada na Figura 32 – Espectro ampliado com 50% de clipping.

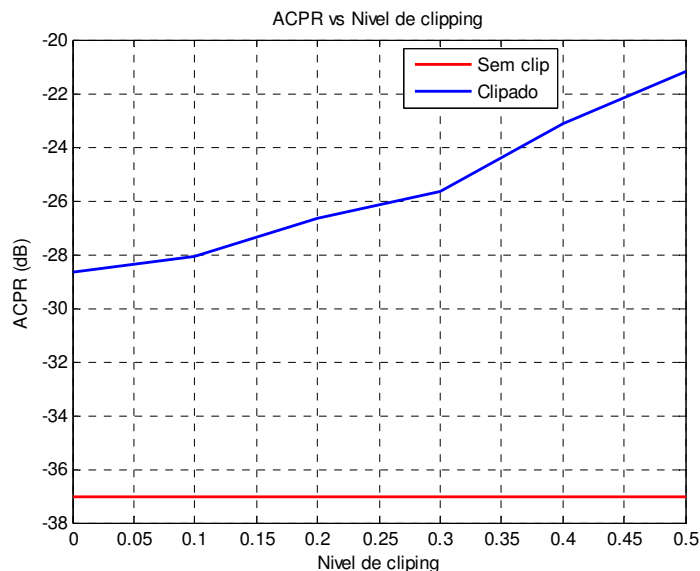


Figura 49 – ACPR simulado

Por simulação verifica-se que o ACPR aumenta à medida que se faz clipping ao sinal. A figura 47 mostra os resultados obtidos na prática:

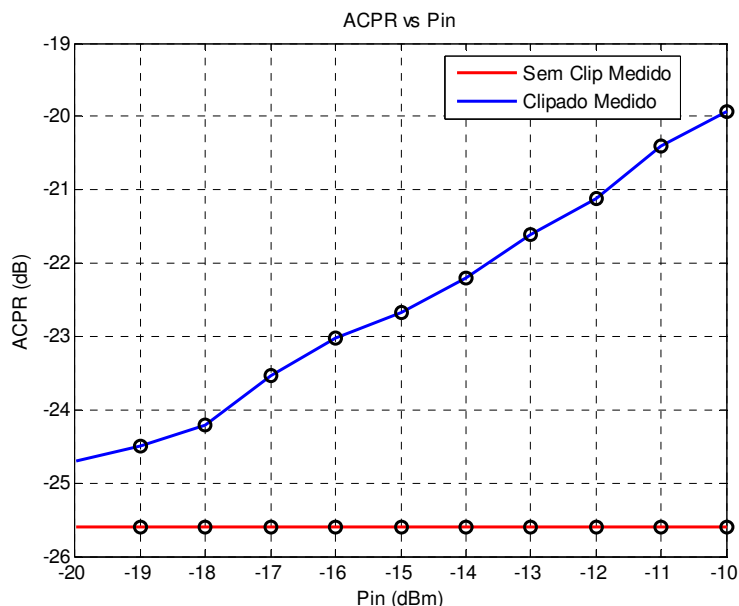


Figura 50 – ACPR medido

Apesar dos valores simulados estarem melhores do que os obtidos na prática, como seria de esperar, eles estão bastante próximos, e tanto nos resultados obtidos por simulação

como nos resultados medidos na prática verifica-se que o ACPR aumenta quando se faz clipping do sinal.

6.2.5 Constelações

Ao contrário do caso da técnica anterior apenas são apresentadas duas constelações, uma quando não fazemos clipping e outra para o caso em que fazemos uma quantidade considerável de clipping. É esperado um comportamento semelhante ao observado no “hard-clipping”.

Sem clipping

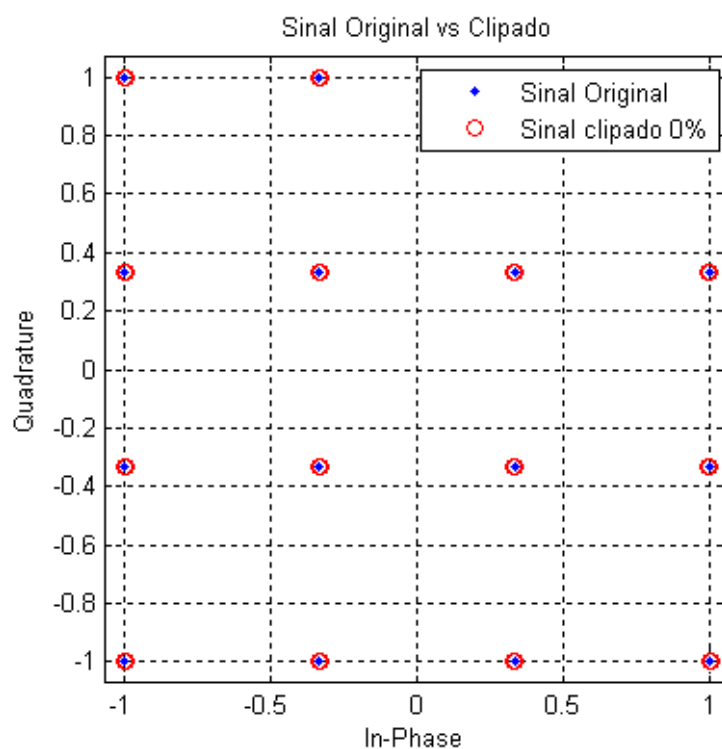


Figura 51 – Constelação simulada

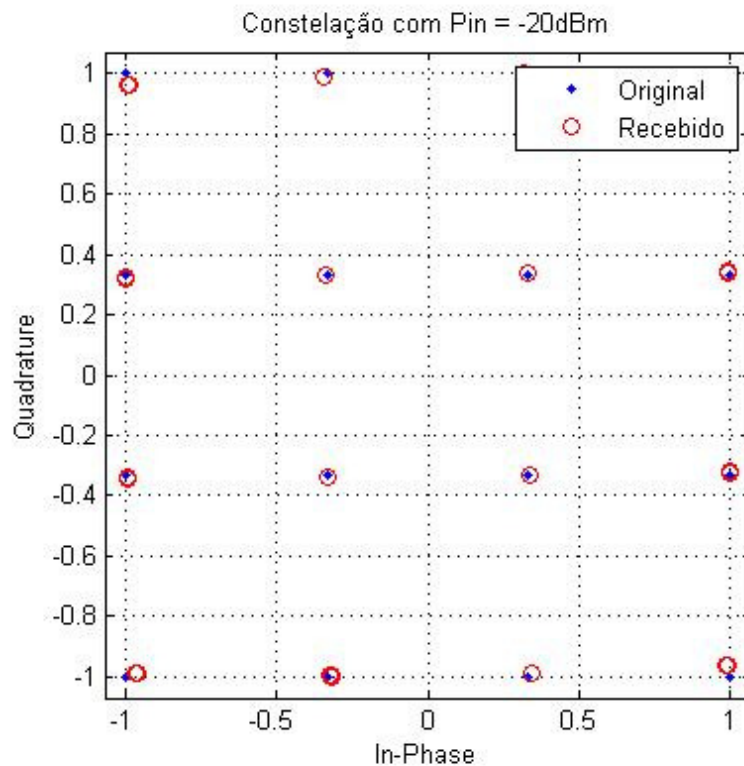


Figura 52 – Constelação obtida na prática

Na constelação obtida por simulação e sem efectuar clipping pode-se verificar que o sinal recebido (a vermelho) é quase igual ao sinal original enviado (que é ideal), o que seria de esperar pois não se efectua clipping.

No que diz respeito aos resultados obtidos na prática acontece o mesmo que na simulação, mas nota-se que alguns símbolos já fogem um pouco da posição ideal. Este facto pode dever-se ao canal de transmissão ou a uma não tão perfeita filtragem do sinal recebido.

Com clipping

Os diagramas de constelação apresentados correspondem ao nível de clipping de 50% (diagrama simulado) e quando $P_{in} = -10\text{dBm}$ (diagrama obtido na prática).

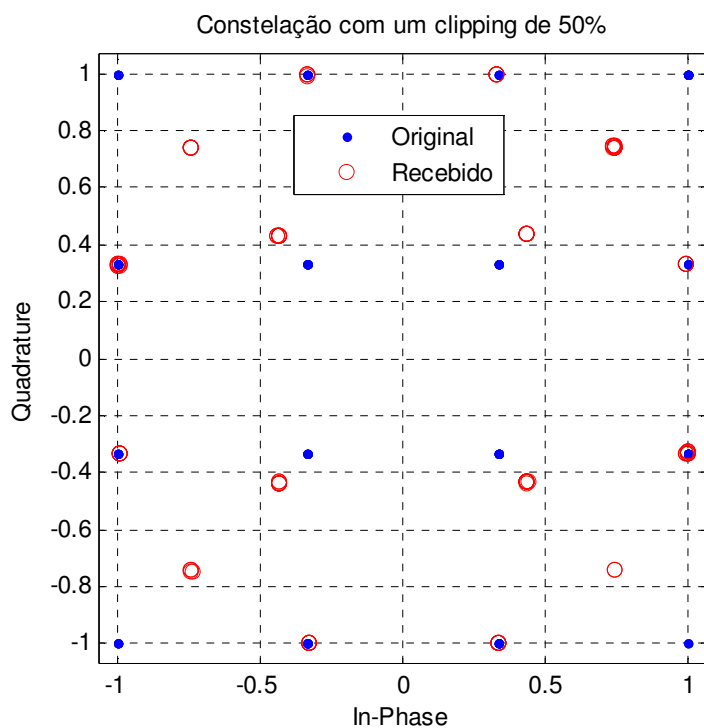


Figura 53 – Constelação simulada

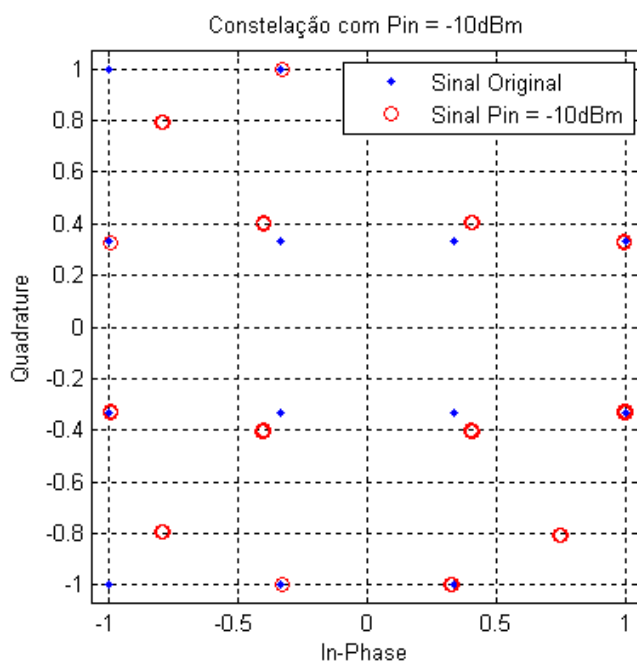


Figura 54 – Constelação obtida na prática

Mais uma vez os resultados obtidos na prática aproximam-se dos simulados, e o comportamento do sinal à medida que fazemos clipping está de acordo com o esperado. Os símbolos que no caso anterior estavam já um pouco interiores, agora estão ainda mais. Para além disso, os símbolos das posições centrais já estão também eles fora das posições ideais.

Ambas as técnicas provocam um impacto semelhante no diagrama de constelação dos sinais quando estes sofrem clipping.

Capítulo 7

Conclusões

Os principais objectivos desta dissertação, e definidos no início da realização da mesma passavam por um estudo da camada física dos rádios controlados por software, dando especial atenção à cadeia de transmissão e aos conversores digital-analógico, estudo e caracterização dos problemas que sinais com elevados factores de pico trazem para esta tecnologia em desenvolvimento, e por último, o estudo de duas técnicas de redução do PAPR em sinais digitais modulados QAM.

Os capítulos foram divididos e dispostos de forma a atingir esses objectivos.

Neste sentido realizou-se no capítulo 2 um estudo dos rádios controlados por software, permitindo assim um melhor conhecimento sobre o que é esta tecnologia, a sua evolução ao longo dos tempos bem como a sua arquitectura básica. Através deste estudo pode-se concluir, entre outras coisas, que os conversores de dados existentes quer no circuito de recepção, quer no circuito de transmissão desempenham um papel extremamente importante num sistema SDR.

Essa conclusão levou a que, no capítulo 3, se abordasse a importância dos conversores de dados em rádios controlados por software. No entanto, essa abordagem incidiu mais sobre os conversores digital-analógico presentes no circuito de transmissão, uma vez que era o que estava proposto nos objectivos. Para além da importância da DAC falou-se também nas arquitecturas usadas mais comuns deste tipo de conversores e alguns factores de mérito que permitem avaliar o seu desempenho a diversos níveis.

O capítulo 4 é todo ele dedicado ao estudo da modulação QAM, uma vez que os sinais usados ao longo da realização da dissertação foram sinais modulados QAM. Outra das razões que levou à escolha deste tipo de sinais foi que a modulação QAM rapidamente se transformou num dos mecanismos de modulação dominante para sinais digitais de alto desempenho, com aplicabilidade em comunicações sem fios, passando pelos modems ADSL, televisão digital e até aos comunicadores pessoais para as forças militares e outros sistemas que necessitam de alta taxa de transferência de informação. Neste capítulo verificou-se de que realmente a modulação QAM pode fazer parte de um projecto SDR, no entanto, os sinais modulados QAM podem apresentar elevados PAPR, o que rapidamente se pode transformar num problema [15][16].

No capítulo 5 estudaram-se duas técnicas de clipping, “hard-clipping” e “soft-clipping”. Estas técnicas procuram solucionar e/ou minimizar o problema de elevados PAPR.

No capítulo 6 apresentaram-se os resultados dos testes realizados com estas duas técnicas, por simulação e na prática. Usaram-se vários factores de mérito (EVM, ACPR, PAPR, diagramas de constelação e espectros) para avaliar o comportamento do “hard” e do “soft” clipping.

No que diz respeito ao PAPR verificou-se que ambas as técnicas se comportam da mesma forma, isto é, o PAPR diminui à medida que efectuamos clipping no sinal, o que está perfeitamente de acordo uma vez que estamos a diminuir a energia de pico.

Um dos resultados importantes foi o do EVM. Ambas as técnicas apresentam um aumento do EVM com o aumento do clipping no sinal, no entanto, a técnica de “soft-clipping” mostrou-se com um desempenho melhor nos resultados por simulação uma vez que apresentou valores menores de EVM. Na prática, o clipping a RF com o LNA mostrou-se igualmente mais eficaz do que o “hard-clipping”.

Uma das formas de avaliar o impacto que o clipping tem nos sinais em termos de distorção foi visualizando o espectro dos sinais e medindo o ACPR na banda adjacente. Através das figuras 32 e 48 é bem visível a introdução de distorção no sinal por parte do clipping. Em ambas as técnicas se verificou que o ACPR aumenta quando fazemos clipping, no entanto, o “soft-clipping” mostrou-se uma vez mais com um melhor desempenho, já que apresenta valores menores de ACPR.

No que concerne aos diagramas de constelação verificou-se que estes também não são impunes ao clipping, já que a sua forma vai-se alterando à medida que se efectua clipping. A alteração dessa mesma forma foi idêntica em ambas as técnicas.

Desta forma, conclui-se que o “soft-clipping” apresenta um melhor desempenho em relação ao “hard-clipping” já que introduz menos distorção (menores valores de ACPR) e mantém uma melhor qualidade do sinal (avaliada pelo EVM). No entanto, todos os esforços devem ser feitos para aperfeiçoar as técnicas já existentes bem como desenvolver novas formas de solucionar e/ou minimizar o problema de elevados PAPR, mantendo sempre uma qualidade necessária para o bom funcionamento de sistemas SDR.

No geral os objectivos propostos foram alcançados com sucesso

Capítulo 8

Trabalho Futuro

Os sistemas de rádio controlados por software têm evoluído bastante desde a sua génese. Nos tempos que correm, esse desenvolvimento tende a não estancar.

Nesta dissertação, embora fosse intenção, não se conseguiu testar um circuito integral de transmissão SDR.

Como trabalho futuro seria interessante e extremamente vantajoso o estudo do impacto que as técnicas de clipping têm no circuito de transmissão de um SDR, mais concretamente nas DAC's. Assim o estudo incidir-se-ia em questões relacionadas com o número de bits máximo que consigo decodificar quando se efectua clipping, a resolução máxima da DAC, a distorção introduzida por sinais clipados no sistema, entre outros.

Referências

- [1] FETTE, Bruce, **Cognitive Radio Technology**, Elseuter, 2006
- [2] H. REED, Jeffrey, **Software Radio: A modern approach to Radio Engineering**, New Jersey: Prentice Hall, 2002
- [3] SWAROOP, P.; GARD, K, G; **Crest Factor reduction through in-band and out-of-band distortion optimization**, Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE, pp 759-762, 22-24 Jan. 2008
- [4] WULICH, D.; GOLDFELD, L.; **Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding**, IEEE Transactions on Communications, vol. 47, Issue 1, pp.18-21, Janeiro 1999
- [5] MISTRY, Hiten N.; **Implementation of a peak windowing algorithm for crest factor reduction in WCDMA**, Burnaby: Simon Fraser University, 2006, pp 1-8, Dissertação em Engenharia pela Universidade de Simon Fraser, Burnaby, 12 Abril 2006.
- [6] KENINGTON, Peter B., **RF and Baseband Techniques for Software Defined Radio**, Norwood: Artech House, 2005
- [7] SHI, Chuntei; ISMAIL, Mohammed, **Data Converters for Wirelees Standards**, London: Kluwer Academic Publishers
- [8] MITOLA, Joseph, **The Software Radio Architecture**, IEEE Communications Maazine, vol. 3, no. 5, pp. 26-38, Maio 1995
- [9] TUTLEBEE, Dr. Walter, **Software Defined Radio: Enabling Technologies**, England: Walter Tutlebee, 2002
- [10] Kiczales, G., Lamping, J., Mendhekar, A., Maeda, C., Lopes, C.V. Loingtier, J.-M. and Irwin, J., **Aspectoriented programming**, Proceedings of the 11th European Conference on Object-Oriented Programming (ECOOP'97), LNCS 1241, Springer-Verlag, June, 1997. <http://www.parc.xerox.com/spl/groups/eca/pubs/papers/Kiczales-COOP97/for-web.pdf>
- [11] TUTLEBEE, Dr. Walter, **Software Defined Radio**, England: Walter Tutlebee, 2002
- [12] **MAX 108**, Tech. Rep. Document Ref. 19-1492, Rev. 0, Maxim Integrated Products, Sept. 1999. <http://dbservmaxim-ic.com/quick.view2.cfm?qv.pk=2092>

-
- [13] SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C.. **Microelectrónica**, 4 ed., São Paulo: MAKRON Books, 2000
- [14] **Understanding Flash ADC's**, Tech. Rep., Maxim Integrated Products, Sept. 2001.
<http://dbservmaxim-ic.com/tarticle/view.article.cfm?article.id=810>
- [15] XIONG, Fugin. **Digital Modulation Techniques**, Norwood: Artech House, 2000
- [16] KOSUNEN, Marko. **Digital Signal Processing and Digital-to-Analog Converters for Wideband transmitters**, Helsinki: Helsinki University of Technology, 2006
- [17] **Apontamentos de FT1 – Textos de Apoio**, Universidade de Aveiro
- [18] SKLAR, Bernard, **Digital Communications: Fundamentals and Applications**, Prentice-Hall, 1998
- [19] HAYKIN, Simon, **Communication System**, 3 ed., Prentice Hall, 2001
- [20] MAEDA, K.; **Study of BER of 64-QAM signal and OMI-window of feasible operation in analog/digital hybrid SCM transmission systems**, Journal of Lightwave Techonology, vol. 17, Issue 6, pp. 1011-1017, June 1999
- [21] W.K.M., Ahmed; BALACHANDRAN, K.; **Uncoded symbol error rate estimation: methods and analysis**, on IEEE Transactions Vehicular Technology Volume 54, Issue 6, pp. 1950-1962, Nov. 2005
- [22] PEDRO, José Carlos; CARVALHO, Nuno Borges, **Intermodulation Distortion in Microwave and wireless circuits**, 1st Edition, Artech House, 2003
- [23] GARD, Kevin, **Autocorrelation Analysis of Spectral Regrowth Generated by Nonlinear Circuits in Wireless Communication Systems**, University of California, San Diego, 2003
- [24] GHARAIBEH, Khaled M., GARD, Kevin e STEER, Michael, **Accurate Estimation of Digital Communication System Metrics – SNR, EVM and _ in a Nonlinear Amplifier Environement**, ARTFG Microwave Measurements Conference, 2004
- [25] SANTOS, Rui Estanqueiro e CARVALHO, Nuno Borges, **EVM estimation in RF/Wireless components**, The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07), 2007
- [26] SHAFIK, Rishad, RAHMAN, Md. Shahriar e ISLAM, Ahm Razibul, **On the Extended Relashionships Among EVM, BER and SNR as Performance metrics**, 4th

International Conference on Electrical and Computer Engineering, Dhaka (Bangladesh), 2006

[27] FEDRA, Z.; MARSALEK, R.; SEBESTA, V.; **Interleaving Optimization in OFDM PAPR Reduction**, 17th International Conference Radioelektronika, 2007, pp. 1-3, 24-25 April 2007

[28] YANG, Gang; GUO, Chunhui; **Reducing PAPR in OFDM system by cyclic convolution method**, ICI 2007. 3rd IEEE/IFIP International Conference in Central Asia Internet, 2007, Page(s):1 – 4, 26-28 Sept. 2007

[29] Yadavelli, K., Efstathiou, D., & Mangani, M. (2004). **Crest factor reduction engine for mulitcarrier WCDMA transmitted signals**. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 3, 2207-2211

[30] KIM, Wan – Jorg; **Digital predistortion linearization and crest factor reduction for wideband applications**, Burnaby: Simon Fraser University, 2006, Dissertação em Engenharia pela Universidade de Simon Fraser, Burnaby, 8 Dezembro 2006.

[31] KENNEY, J. Stevenson; CHEN, Jau-Horng; **Power Amplifier Linearization and Efficiency Improvement Techniques for Commercial and Military Applications**, MIKON 2006, International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications, 2006. Pp. 3-8, 22-24 May 2006

[32] PETERSON, R., ZIEMER, R, BORTH, D., **Introduction to Spread Spectrum Communications**. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1995.